

顺序号(博): BS020211
姓名: 屠晓东
学号: 11090222022
学院: 信息科学与工程学院
专业: 计算机应用技术



分类号_____密级_____

UDC _____

研究生学位论文

基于 UWB 信号的多基站与单基站定位 算法的研究与性能分析

研究生姓名 屠晓东

指导教师姓名 张浩 教授

申请学位级别 博士 专业名称 计算机应用技术

论文答辩日期 2012 年 05 月 27 日 学位授予日期 2012 年 06 月

中国海洋大学

基于 UWB 信号的多基站与单基站定位算法 的研究与性能分析

学位论文完成日期: 2012.5

指导教师签字: 张书

答辩委员会成员签字: 刘云

刘书

李爱国

郭红宇

孙志文

张瑞东

何江

独 创 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含未获得（注：如没有其他需要特别声明的，本栏可空）或其他教育机构的学位或证书使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：屠晓东 签字日期：2012年5月26日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权学校可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。同时授权中国科学技术信息研究所将本学位论文收录到《中国学位论文全文数据库》，并通过网络向社会公众提供信息服务。（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：屠晓东

导师签字：张世

签字日期：2012年5月27日

签字日期：2012年5月27日

谨以此论文献给我的导师以及 UWB 实验室的兄弟姐妹

-----屠晓东

基于 UWB 信号的多基站与单基站定位算法的 研究与性能分析

摘 要

在基于超宽频带 (Ultra Wideband Radio, 简称 UWB) 无线定位环境中, 由于多径、非视距传播、干扰和信道频率特性等多种不利因素的综合影响, 导致 TDOA、TOA、AOA 等特征测量值不可避免地出现较大误差, 使各种定位算法的性能显著下降, 从而造成位置估计出现较大偏差。为此, 本文针对提高定位精度这一核心问题, 以多基站定位算法为基础、单基站定位算法为发展, 从多基站的 TDOA 定位算法分析、抗 NLOS 高精度定位技术、混合定位算法和基于天线阵列的单基站算法四个方面对 UWB 无线定位技术进行了深入的研究。

首先, 简述了脉冲超宽带的定义、特点和优势, 并介绍了到达时间 (TOA)、到达时间差 (TDOA)、到达角度 (AOA) 等无线定位方法的基本原理, 准确率评价指标, 影响定位精度的原因等。

其次, 本文提出一个基于三维 Chan 算法的 UWB 信号定位模型。IEEE802. 15. 4a 信道下的 UWB 模型加入了小尺度衰落模型并延长了距离, 使研究超宽带定位技术有了切实的意义, 分析了该 UWB 定位算法在 4a 信道中 2-10GHz 室内办公环境模型下的定位性能, 并利用移动平均 (moving average, 简称 MA) 算法对由 Chan 算法得到的 TOA 值进行滤波, 可进一步提高定位精度。

然后, 本文提出了误差最小化定位和有偏卡尔曼滤波定位两种定位算法来减小非视距 (NLOS) 传播误差对无线定位精度的影响。介绍了误差最小化定位方法的基本原理, 并给出 TDOA 范围测量在符合高斯分布下的克拉美罗下限 (CRLB) 理论值。在相同参考节点数量和传播环境下, 对误差最小化定位算法进行 MATLAB 仿真, 分析结果表明, 在视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 情况下, 误差最小算法跟 Chan 算法相比定位精度都有了明显地提高。本文中建立了有偏的卡尔曼滤波定位模型, 在非视距的传播下进行定位估计。仿真表明, 经过有偏卡尔曼滤波后, 定位精度有了明显的提高。

接着, 本文分析了单一定位技术的局限性。基于卡尔曼滤波 (Kalman Filter, KF) 具有良好的跟踪性能和 AOA 算法的特点, 本文提出了一种 TDOA/AOA

混合定位算法,并给出了定位算法性能的运动轨迹和理论界。通过对该算法的性能仿真,表明只要服务基站 AOA 测量值达到一定精度,采用混合定位算法可以取得更好的性能。本文还在实验室中建立三维定位系统,对混合定位算法进行验证,实验结果表明,该系统定位精度可达到厘米级,最好情况下精度达到 2cm。

最后,本文采用了一种基于天线阵列的单基站高精度 UWB 定位系统,使用测量参考基站天线阵列接收到的脉冲信号幅度代替以往的微小时间差测量,结合各天线的波束方向图来精确计算信号的到达角度,从而获得定位标签的精确位置。实验中对超宽带脉冲发生器进行改进,解决了输出波形严重拖尾问题。最后建立函数 $\beta(\alpha)$ 消除信号幅度衰减的因素对定位精度的影响,使 TOA 定位精度可达到 2cm, AOA 精度达到 1° 。

关键词: IEEE802.15.4a 信道, 误差最小化定位, 混合定位, 单基站

Research and Performance Analysis of UWB Positioning Algorithm on Single-Base Station and Multi-base station

Abstract

In wireless positioning environment based on Ultra Wideband Radio (UWB), as a result of the integrated influence of several disadvantages including multipath、non-line-of-sight (NLOS) propagation、interference and channel frequency characteristics, the measurements of the features in TDOA, TOA, AOA inevitably get some errors, leading to the performance of all sorts of positioning algorithm dropping significantly. What's worse, greater deviation of positioning estimation emerges. Centered on the core issue –improving the positioning accuracy, on the basis of multi-base station positioning algorithm as well as the advanced single base positioning algorithm, this paper conduct a deep research of UWB wireless positioning technology from four main aspects: analysis of the multi-base station TDOA positioning algorithm, anti-NLOS high-accuracy positioning technology, hybrid positioning algorithm, single base station positioning algorithm based on antenna array.

First of all, a brief description of the definition, characteristics as well as the advantages of IR-UWB is presented. Besides, it describes fundamentals of several wireless positioning methods, including TOA, TDOA, AOA, etc. Also, the accuracy evaluation index and the cause of the position precision effect are presented.

Secondly, this paper puts forward a Chan algorithm based on a 3D model of UWB signal positioning. IEEE 802.15.4a channel of UWB model joined the small scale fading model and extend the distance, making it practically significant to work on UWB positioning technology. In this paper, the performance of the mentioned positioning algorithm in 2-10GHz indoor office environment in 4a channel is analyzed. With the purpose of further improvement of the positioning accuracy, we filtering the TOA value of Chan algorithm by moving average algorithm.

Then, this paper proposes two positioning algorithm, namely, Minimum Error Positioning and Biased Kalman Filter Positioning algorithm, to reduce the effect on positioning accuracy caused by the error of NLOS. This paper introduces the fundamentals of Minimum Error Positioning algorithm, and the Cramer-Rao lower bound (CRLB) theoretical value of the range of measurements in TDOA according with Gauss distribution. In addition, this paper performs MATLAB simulation of Minimum Error Positioning algorithm in the environment of same quantities of reference node as well as same propagation conditions. The simulation results show

that no matter in line-of-sight (LOS) or non-line-of-sight (NLOS) cases, the positioning accuracy of the Minimum Error Positioning algorithm is greatly improved compared with Chan algorithm. In order to conduct positioning estimation in non-line of sight (NLOS) propagation case, a biased Kalman Filter positioning model is built. Simulation results show that the positioning accuracy is improved obviously with this Biased Kalman filtering.

Next, this paper analyzes the limitations of single positioning technology. Knowing that Kalman Filter has an excellent tracking performance, the paper come up with a hybrid positioning algorithm of TDOA/AOA combined with the characteristics of AOA algorithm, along with the performance motion trail of this algorithm as well as the theoretical boundary. Simulation of the performance of this new algorithm presents that it provides better performance with this hybrid algorithm as long as the AOA measurement in service base station is precisely enough. A 3D positioning system is built in laboratory to verify this hybrid algorithm, receiving a result that the positioning accuracy is Cm level with an accuracy of 1 centimeter in the best situation.

At last, this paper provides a single base station UWB positioning system with high accuracy based on the antenna array. In this system, the amplitude of the received pulse signal on the antenna array of the reference base station is measured instead of previously measuring the tiny time differences. Combined with the beam pattern of the antennas, it is easy to precisely calculate the arrival angle of the signal. Thus, it is convenient to safely obtain the accurate location of the positioning label. In experiment, some improvements of the ultra-wideband pulse generator are taken, resolving the severe trailing problem of the output signals. In the end, function $\beta(\alpha)$ is set up to dispel the influence that the attenuation of the signal amplitude has on the positioning accuracy. In this way, we finally obtain a TOA positioning accuracy of 2 centimeters, as well as a AOA accuracy of 1 centigrade.

Key words: IEEE802.15.4a Channel, Minimum Error Positioning, Hybrid Positioning Algorithm, Single BaseStation

目 录

1	绪论	1
1.1	研究背景及选题意义	1
1.2	国内外发展应用现状	2
1.3	本文的主要贡献	2
1.4	论文研究内容	3
2	UWB 通信的基本原理与无线定位算法	5
2.1	脉冲超宽带的定义、特点和优势	5
2.1.1	UWB 的定义	5
2.1.2	超宽带的特点和优势	6
2.2	无线定位算法的基本原理	8
2.2.1	圆周定位方法 (TOA 定位法)	9
2.2.2	双曲线定位方法 (TDOA 定位法)	9
2.2.3	方位角测量定位方法 (AOA 定位算法)	10
2.2.4	混合定位算法	11
2.3	定位准确率评价指标	12
2.3.1	均方误差 MSE 与克拉美罗下限 CRLB	12
2.3.2	圆/球误差概率 (CEP/SEP)	13
2.3.3	几何精度因子 (GDOP)	13
2.4	影响无线定位精度的原因	14
3	超宽带系统 TDOA 定位算法分析	17
3.1	测距模块	17
3.1.1	TOA 测距方式	18
3.1.2	非视距下的测距模型	19
3.2	定位模块	21
3.2.1	三维的 Chan 算法定位模型	22
3.2.2	Chan 算法的理论评价	25
3.2.3	IEEE 802.15.4a 的超宽带信号的信道模型简介	27
3.2.4	三维 Chan 算法在 IEEE 802.15.4a 信道下仿真和性能测试	31
4	抗 NLOS 的高精度定位算法	36
4.1	误差最小化定位	36
4.1.1	TDOA 误差最小化定位	36
4.1.2	克拉美罗下限 (CRLB)	38
4.1.3	误差最小化定位与 Chan 算法性能比较	40
4.2	基于卡尔曼滤波的算法研究	43

4.2.1 卡尔曼滤波模型	43
4.2.2 有偏卡尔曼滤波在非视距下的改进	44
4.2.3 TDOA 下的扩展卡尔曼滤波器	45
4.2.4 仿真结果	47
5 基于混合定位的算法研究	51
5.1 基于卡尔曼滤波的混合定位算法	51
5.1.1 混合定位算法的基本方法简介	51
5.1.2 TDOA/AOA 定位模型	52
5.1.3 扩展卡尔曼滤波定位模型	53
5.1.4 性能分析	54
5.2 混合定位算法的实验	58
5.2.1 环境介绍	58
5.2.2 3D 定位软件介绍	58
5.2.3 TDOA/AOA 混合定位算法与 AOA 算法比较	64
6 基于天线阵列的单基站定位算法	67
6.1 单基站定位的理论简介	67
6.2 硬件电路 UWB 脉冲信号发生器设计与制作	69
6.2.1 超宽带窄脉冲信号的产生	70
6.2.2 电路设计	71
6.2.3 仿真结果	72
6.2.4 电路实测	73
6.3 天线方向图	74
6.3.1 天线辐射方向图定义	74
6.3.2 天线方向图测量测量方法	75
6.3.3 散射矩阵 S 参数的介绍	75
6.4 改进的实验结果	78
7 总结与展望	82
7.1 论文总结	82
7.2 下一步工作展望	83
参考文献	84
致 谢	90
个人简历	91
发表的学术论文	91
参与的科研项目	91

1 绪论

1.1 研究背景及选题意义

随着因特网、多媒体和无线通信技术的发展,人们与信息网络已经密不可分,对现实高速率、高质量无线多媒体业务的需求越来越迫切[1]。新兴的无线网络技术,例如WiFi、WiMax、ZigBee、Ad hoc、BlueTooth和Ultra WideBand(UWB),在办公室、家庭、工厂、公园等大众生活的方方面面得到了广泛应用,使基于无线网络定位技术的应用具有更加广阔的发展前景[2]。未来无线定位技术的趋势是室内定位与室外定位相结合,实现无缝的、精确的定位。

超宽带在短距离无线通信中有一定的优势,由于其独特的通信机制,该定位系统的定位精度理论上可达到厘米级别,远远优于GPS及其他无线定位技术,同时由于UWB系统不使用载波[3,4]而使用脉冲进行通信,整个系统以数字方式工作,它的体积、功耗、重量、抗多径干扰能力等指标与其他定位系统相比将有显著优势。同时,经过特定调制的UWB脉冲含有较多的低频成分,具有较强的障碍物穿透能力[5]。我国对于UWB的研究起步较晚,因此进行基于UWB超宽带无线通信技术的高精度定位系统的理论与开发,对于更快地推动我国UWB技术各种应用的迅速实现推广具有巨大的促进作用;对于突破西方技术封锁,解决我国军民市场需求具有重要的意义。

超宽频带(UWB)的无线定位系统可分为基于移动通信网络的无线定位、基于移动台的无线定位、混合定位等,为了减少额外开销,多采用的是基于网络的无线定位算法,由多个基站同时接收检测移动台发出的信号然后根据测量到的参数对移动台进行定位估计[6]。克服各种误差影响来提高定位精度,是目前无线定位技术研究的热点,当前主要的研究内容包括基本定位方法和定位算法的研究、非视距传播误差消除算法的研究、抗多径干扰时延估计及抗多址干扰算法的研究、数据融合技术的研究、定位技术实施方法和定位系统的性能估计研究等方面[7,8]。

1.2 国内外发展应用现状

2002年2月,为了提高频谱的利用率,美国联邦通信委员会(Federal Communications Commission,简称FCC)批准了原来仅限用于军用雷达的超宽带技术应用在民用的产品中,同年4月,发布了关于超宽带技术的“First Report and Order”,容许了超宽带未经许可进行商业应用[9]。

由于授权的超宽带技术占用的频段很宽,为了避免超宽带发射机对现有的或未来的通信系统造成干扰,所以,对发射机在室内外应用时的有效全向辐射功率(Effective Isotropic Radiated Power,EIRP)都作了严格的规定[10],FCC授权的超宽带技术的应用领域和使用频段分别为:透地雷达成像系统、墙内成像系统、穿墙成像系统都为960MHz和3.1~10.6GHz;医疗系统为3.1~10.6GHz;监视系统为1.99~10.6GHz;汽车雷达系统为24.075GHz以上;通信与测量系统为3.1~10.6GHz[11]。

超宽带技术的应用领域主要可以分为军用和民用两个方面。在2002年以前,超宽带广泛应用在军事超宽带雷达系统中,军事应用是推动超宽带研究的主要动力。例如超宽带雷达波可以用某一频率的电磁波探测到隐身兵器[12],由于其发射脉冲极窄,具有相当高的距离分辨率因此可以用来探测到小目标。超宽带具有广阔的商业应用前景,已经有多家通信公司和实验室开始开发超宽带芯片[13]。

在我国,UWB技术的研究开始于2003年,主要集中在理论研究及短距离高速数据通信领域方面的理论研究等工作。“863”和“十五计划”都曾资助该专项的研究。利用超宽带脉冲将来自每个唯一标示的标签信号的到达时间可以进行准确测量,该系统已被应用在军队仓库中。定位的精确度对于单堆叠的集装箱在1~2m范围,再利用具体的标签和测试,是定位精度有可能小于1m[10]。另外在海尔、三星和Global Sun等公司已经采用飞思卡尔半导体的超宽带技术在手持摄像机和等离子电视之间实现无线视频传输[9]。

1.3 本文的主要贡献

本文的贡献和创新主要在于提出并深入研究了多种定位算法:

最主要的是提出了一种基于天线阵列的单基站高精度UWB定位系统,该系统

能够通过测量参考基站天线阵列接收到的脉冲信号幅度,结合天线波束方向图实现精确计算信号到达角度的目标,通过测量脉冲从基站到定位标签再反射回来所用的传输时长而获得基站到标签的距离,从而获得定位标签的准确位置。现有的 UWB 定位系统均需要 3 个以上保持精确时间同步的参考基站,而本系统突破了这一难以完美实现的传统弊端,利用对定位脉冲到各种基站时间差的测量值来准确计算定位标签位置,在取消精确时间同步的基础上,降低了系统安装、部署的难度,大大延伸了系统的工作范围,却并不牺牲系统的定位精度。

此外,着重研究了 IEEE802.15.4a 信道中 Chan 算法 UWB 模型经过滤波后的定位性能,并详尽计算了评价定位算法性能的参数。在此基础上,提出一种非视距 (NLOS) 情况下能够有效改善定位精度的定位算法——误差最小化定位算法。简单地说,该算法的定位原理就是将所有待测点看作一组,同时估计它们的位置。文章中详细阐述了该算法基本原理并计算其克拉美罗下限 (CRLB)。最后通过与 Chan 算法对比的仿真验证了其优越性,仿真结果表明,不管是在视距 (LOS) 还是非视距 (NLOS) 条件下传播,定位精度都有了非常明显地提高。

最后,重点研究了混合定位算法。由于大多数定位算法皆为静态过程,而卡尔曼滤波法是一种动态、性能优良的定位算法,所以本文选择了一种基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位算法进行研究。在深入研究的基础上,将该算法推广到三维空间中,通过对跟踪轨迹、定位误差以及理论下限的仿真表明了该算法在三维空间中具有优越的定位性能。此外,将该算法实际运用于实验室定位系统,对 TDOA/AOA 混合定位算法进行试验验证,结果表明该算法定位精度可达厘米级,证实了其优越的定位性能。

1.4 论文研究内容

本论文的主要内容及组织结构如下:

第一章主要叙述了本课题的研究背景、研究意义和应用价值,并综述了国内外相关研究现状。

第二章详细介绍了 UWB 通信的基本原理与基本无线定位算法。首先简述了脉冲超宽带 (UWB) 的定义、特点和优势,然后介绍了到达时间 (TOA)、到达时间差 (TDOA)、到达角度 (AOA) 等无线定位方法的基本原理,最后分析了定位准确

率评价指标和影响定位精度的原因。

第三章主要包括两部分：研究了 IEEE802.15.4a 信道中 Chan 算法 UWB 模型经过滤波后的定位性能，并详尽计算了评价定位算法性能的参数；提出一种非视距（NLOS）情况下能够有效改善定位精度的算法——误差最小化的定位算法。误差最小化定位算法的原理，主要是把全部待测点看为一组，同时估计它们的位置。文中通过理论推导计算了该算法的克拉美罗下限（CRLB）。最后，通过程序仿真与 Chan 算法进行比较，结果表明视距（LOS）和非视距（NLOS）传播下，定位精度均有明显提高。

第四章主要研究了一种基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位算法。由于大多数定位算法都是静态的，具有一些不可避免的弊端，因此本文选择了卡尔曼滤波这种动态的、性能优良的定位算法，重点研究了一种基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位算法。文中对该算法进行详细介绍和分析，并将其推广至三维空间中。经过程序仿真发现其有良好的定位性能，并进一步应用到实验室定位系统中，通过实验验证了其优良的定位性能，证实其定位精度可以达到厘米级。

第五章提出了一种基于天线阵列的单基站高精度 UWB 定位系统，该系统打破了以往的定位系统均需 3 个以上精确时间同步的参考基站的局限性。本章节对于单基站定位的理论基础以及实验中用到的改进超宽带脉冲发生器、Model 310C 天线阵列进行了详细介绍，并进一步对实验做了改进。

第六章对本文的工作内容进行了总结，并指出存在的问题和不足之处。最后对下一步的研究工作进行了展望。

2 UWB 通信的基本原理与无线定位算法

2.1 脉冲超宽带的定义、特点和优势

2.1.1 UWB 的定义

超宽带技术在无线电通信、雷达、跟踪、精确定位、成像、武器控制等众多领域具有广阔应用前景。“超宽带(Ultra Wide Band)”的这个概念首先在 1990 年由美国军方提出。2002 年 2 月,美国联邦通信委员会(FCC)批准将以前仅限用于军用雷达的超宽带(UWB)技术可应用在民用产品中。同年 4 月,美国 FCC 给出了“超宽带”的两种定义[14, 15],第一种对军方的定义做了两处修改,一是信号的带宽指 10dB 带宽,即 f_H 和 f_L 表示低于信号最大发射-10dB 处的高端和低端频率,二是信号的相对带宽大于等于 0.2;第二种定义是信号的 10dB 带宽大于等于 500MHz[16]。其定义的特征是信号的相对带宽大于 25%的任何波形或者绝对带宽大于 500MHz[17, 18, 19],并满足 FCC 功率谱密度限制要求的信号。这里,信号的相对带宽定义为 $2(f_H - f_L) / (f_H + f_L)$,其中, f_H 表示发射天线输出-10dB 辐射点处所对应的信号高端频率, f_L 表示信号低端频率, $(f_H - f_L)$ 表示信号带宽[20],即有

$$\text{信号的相对带宽} = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} = \frac{f_H - f_L}{f_c} \geq 0.25 \quad (1-2)$$

式中: $f_c = (f_H + f_L) / 2$ 为信号的中心频率。

由香农公式: $C = BW \times \log_2(1 + SNR)$,

其中, C =信道容量, BW =信道带宽, SNR =信噪比。

当信噪比一定时,信道容量与信道带宽成正比,因此其所占用的频谱很宽。FCC 等有关组织对超宽带系统的频谱提出了十分严格的规定,一方面要求超宽带系统的带宽限制在 3.1-10.6GHz,另一方面对其辐射功率做出了更为严格的限制[21, 22],对室内通信系统的限制如图 2-1-1 所示。

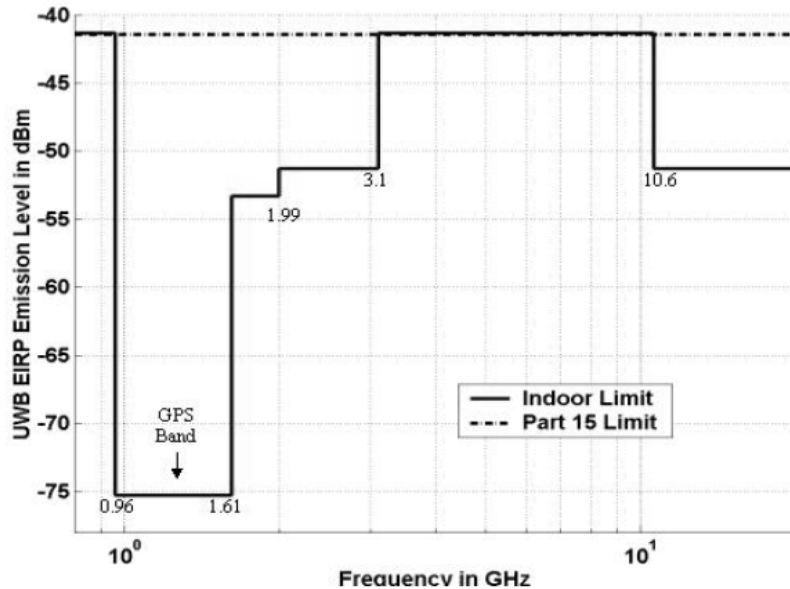


图 2-1-1 FCC 规定的超宽带系统有效全向辐射功率限制

UWB（超宽带）信号非常适合大带宽的测距。大的带宽意味着高时间分辨率，因此 UWB 可以实现高测距精度。此外，UWB 信号受多径干扰和衰落的影响不明显，因此使用 UWB 可以达到良好的定位精度。基于 UWB 的好几种测距技术已经被提出来，在文献[23]提出一个在密集多径的存在下，检测直接路径信号的 UWB 的 TOA 测距计划。在[24]中则在视距（LOS）路径下，提出一个 UWB 信号第一时间到达的方法，在非视距下的测距也正在研究。

2.1.2 超宽带的特点和优势

超宽带通信系统的实现方式可以为脉冲无线电和载波调制。前者是传统的超宽带调制方式，本文中重点研究脉冲超宽带技术。后者是在超宽带无线通信逐渐标准化的过程中、FCC 规定了通信频谱的使用范围和功率限制后，成为目前宽带无线技术的延伸。

脉冲超宽带在军事应用、航空航天和民用商用上具有巨大的潜力，从而引起了人们的广泛关注，如下所述了几个主要的特性和优点：

1. 潜在的支持高数据速率或系统容量的能力

潜在的支持高数据速率：超宽带脉冲的时域持续时间比较短，可以通过提高跳时多址接入方式中的占空比或者 DS 多址接入方式中的序列长度来实现数据传输速率的提高。

系统容量能力：在密集多径环境中，要解决多径能量收集问题才能实现高数据速率传输。否则随着数据传输速率提高，会极大影响超宽带系统的峰值传输速率和相应的系统容量。用“空间容量”来衡量单位的传输效率，即空间容量越大，单位区域提供的数据比特率越大，传输效率越高。超宽带无线的空间容量为 1000kps/m²，而蓝牙的空间容量仅为 30 kps/m² [1]。

2. 定位精度高，探测能力强[1, 25]

超宽带信号的时间分辨能力直接决定了信号到达时间（Time of Arrival, TOA）估计的精确度，通常都是使用克拉美罗下限（Cramer-Rao Low Bound, CRLB）作为衡量标准。在加性高斯白噪声（Additive White Gaussian Noise, AWGN）情形下，超宽带信号时延估计的 CRLB 在文献[26]中已经给出：

$$\delta_{\tau}^2 \geq \frac{1}{8\pi^2 F_B^2 \square SNR} \quad (2-2)$$

其中， δ_{τ} 表示估计误差的标准偏差； F_B 是测距信号的带宽；SNR 是信噪比。因为超宽带信号的带宽可以达到几个 GHz，因此可以实现 cm 级的定位精度。

另外，极窄脉冲宽度的脉冲超宽带信号具有很高的探测和成像能力 [27, 28, 29]。

3. 共享频谱资源

FCC 分配超宽带系统的带宽为 3.1~10.6GHz，而功率谱密度仅为 -41.3dBm/MHz，如图 2-1-2 所示。如此低的功率谱密度可以有效的避免对其他系统的干扰，从而可以达到频谱资源共享的目的。

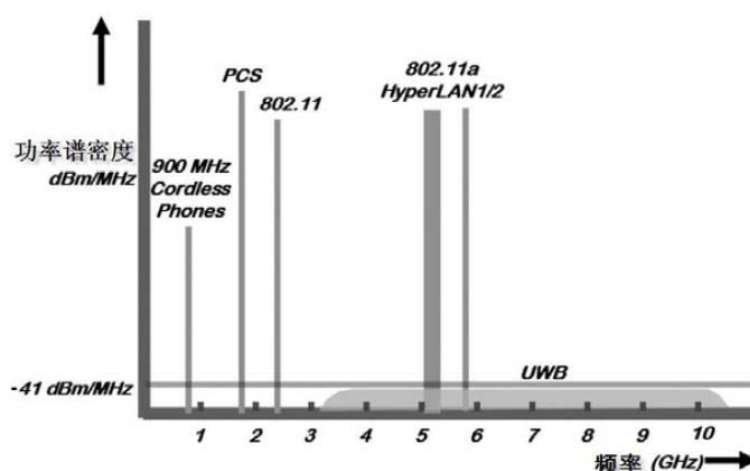


图 2-1-2 UWB 与其他无线定位频谱关系示意图

4. 穿透能力强

脉冲超宽带信号具有很强的穿透障碍物的能力,可以实现隔墙成像,并有可能用来解决传统的无线电波信号不能在丛林中传播的问题。脉冲超宽带信号与同样具有 GHz 级带宽的无线电技术通信信号相比有更强的穿透能力。

5. 低截获、抗干扰、保密性好

低截获:由于超宽带系统的发射功率很低而且频谱宽,所以功率谱密度会非常低甚至会低于环境噪声,使得基于频谱搜索的电子侦测设备截获超宽带信号相对较难。

抗干扰:超宽带信号的占空比极低,一般都是通过时间窗滤除干扰信号,从而可以增强系统的抗干扰能力和可靠性。

保密性好:超宽带信号采用扩频通信的跳时技术或直接序列扩频技术,接收机只有已知发送到的扩频码,才能解调出发射数据,从而更加进一步的提高了保密性。

6. 低成本、低功耗

低成本:由于脉冲超宽带系统中射频前端、模拟以及信号处理部件都比较容易实现全数字化的结构,从而可以大大地降低成本。

低功耗:FCC 严格限制超宽带发射的功率,UWB 通信系统的频谱宽度为 1.5GHz,等效的全向辐射功率不大于-9.54dBm,脉冲超宽带具有低的电磁辐射水平、低的发射功率、简单的发射接收设备,所以功耗低。

2.2 无线定位算法的基本原理

在各种无线电定位系统中,采用的基本定位方法和技术都是相同或相似的,都是通过测量某种信号的特征测量值实现对移动台的定位估计[4]。从几何角度讲,确定目标在二维平面的位置可以由两个或多个曲线在二维平面内相交得到。对移动台位置的估计通常需要两步:第一步,测量并估计到达时间(TOA)、到达时间差(TDOA)、到达角度(AOA)等参数;第二步,利用估计的参数,采用相应的定位算法计算出待测节点的位置。根据所用参数的不同,无线定位可分为圆周定位、双曲线定位、方位角测量定位和混合定位四种算法[30-33]。简单介绍四种方法的基本原理:

2.2.1 圆周定位方法 (TOA 定位法)

圆周定位, 是通过测量多个位置已知的基站(BS)与所需要定位的移动台(MS)间的直线距离, 根据几何原理实现定位的一种方法。在测量无误差的条件下, 根据几何原理, 假设已知移动台到基站 BS_i 的直线距离 R_i , 移动台则落在位于以基站 BS_i 所在的位置为圆心, R_i 为半径的圆周上, 即移动台位置 (x_0, y_0) 与基站位置 (x_i, y_i) 之间满足如下关系:

$$(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 = R_i^2 \quad (2-3)$$

为了实现移动台无模糊定位, 则至少需要三个基站或者两个基站加移动台的其它先验知识, 以三个基站所在的位置为圆心, 移动台与三个基站的距离为半径画圆, 则三个圆的交点即为目标移动台所在的位置[34, 35, 4], 如图 2-2-1 所示。

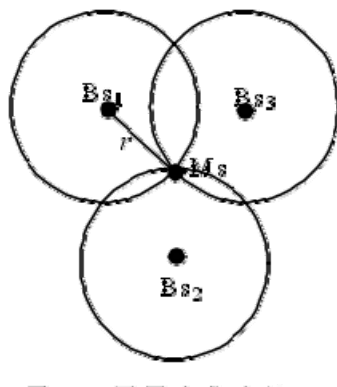


图 2-2-1 圆周定位法几何示意图

在实际的无线定位算法中, 距离的测量一般采用的方法是基站与移动台的视距传播时间或者测量到达信号的场强, 前者较为常用, 通过测量从目标移动台发出的信号以直线到基站 BS_i 的时间 t_i (TOA), 可以得到目标移动台与基站的距离的线性关系 $R_i = c * t_i$, 其中, c 为光速即 $c = 3 * 10^8 \text{ m/s}$, 将时间转换为距离, 对于 $BS_i = BS_1, BS_2, BS_3$, 联合上述方程组, 即可得到移动台坐标位置 (x_0, y_0) 。由于 TOA 与距离 R_i 的关系, 三圆相交定位法又称为 TOA 定位法[34, 35, 4]。

2.2.2 双曲线定位方法 (TDOA 定位法)

双曲线定位方法, 是测量多个位置已知的基站到移动台的距离差。假设已知基站 BS_1 和基站 BS_2 与移动台之间的距离差为 $R_{21} = R_2 - R_1$, 移动台必定落在以两基站为焦点且两个焦点的距离差为 R_{21} 的下图的实线双曲线上, 如图 2-2-2。同时, 假

设已知基站 BS_1 和 BS_3 与移动台间的距离差为 $R_{31}=R_3-R_1$ ，则移动台也将落在这另一组以两基站 BS_1 和 BS_3 为焦点、到两个焦点的距离差恒为 R_{31} 的虚线双曲线对上。两组双曲线相交得到的交点，即为移动台估计的位置[4]。

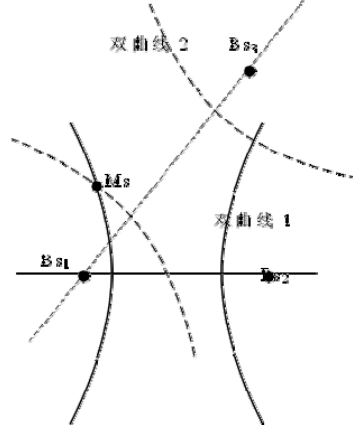


图 2-2-2 双曲线定位几何示意图

与 TOA 定位方法相似，基站 BS_1 和基站 BS_2 与移动台之间的距离差可以测量得出，即通过测量从两个基站同时出发的信号到达目标移动终端的时间差 t_{21} 来确定，显然 $R_{21}=c*t_{21}$ ， $R_{31}=c*t_{31}$ 其中 c 为光速。假设基站位置坐标为 (x_i, y_i) ($i=1, 2, 3$)，移动台位置坐标 (x_0, y_0) ，第二个基站和第三个基站到第一个基站的距离差分别为 R_{21}, R_{31} ，则有如下关系：

$$\begin{cases} \left(\sqrt{(x_0 - x_2)^2 + (y_0 - y_2)^2} - \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2} \right)^2 = R_{21}^2 \\ \left(\sqrt{(x_0 - x_3)^2 + (y_0 - y_3)^2} - \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2} \right)^2 = R_{31}^2 \end{cases} \quad (2-4)$$

由于方程式两边同时求平方，解方程组后可能有两个解，分别对应于图 2-2-2 中两对双曲线的两个交点。由于只有一个代表移动台的真实位置，故需要一些先验知识来分辨出真实解，以消除位置模糊（解模糊）。因此双曲线定位算法成为基于电波到达时间差（TDOA）的定位法，即 TDOA 定位法[4, 34]。

2.2.3 方位角测量定位方法（AOA 定位算法）

方位角定位方法也称为信号到达角度（AOA）定位方法，该定位方法通过基站接收天线或天线阵列测出移动台发射电波的入射角，从而构成一根从接收机到移动台的径向连线，即方位线。使用两个或两个以上的接收器所提供的 AOA 测量值，AOA 定位算法确定的多方位线的交叉点，从而移动台的估计位置可以确定

[4, 34, 36]。

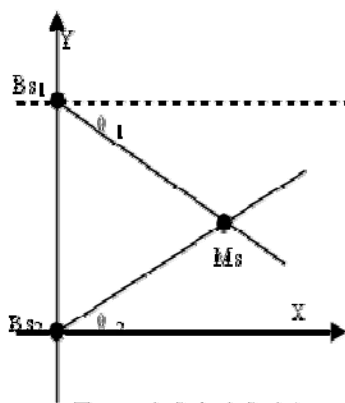


图 2-2-3 双曲线定位几何示意图

假设基站 BS_i 和 BS_j 测得的移动台发出信号的到达角度分别是 θ_1 和 θ_2 ，则可以得到下面的方程：

$$\tan(\theta_i) = \frac{x_0 - x_i}{y_0 - y_i}, i = 1, 2 \quad (2-5)$$

通过求解上述非线性方程，可以得到移动台位置 (x_0, y_0) 。

下表对三种定位算法进行了简单比较：

表 2.1 三种基本定位方法比较

定位方案	几何意义	需要的最少基站数	对同步的要求
TOA	圆周	3	MS 与 BS 之间要求同步
TDOA	双曲线	3	BS 之间要求同步
AOA	方位线	2	不要求同步

2.2.4 混合定位算法

TOA 定位法、TDOA 定位法及 AOA 定位法，都可应用对移动台用户的位置估计，但在不同信道和网络环境中，TDOA、TOA、AOA 的测量值具有不同的误差统计特征，还没有一种技术能在各种不同信道和网络环境中都能表现出最佳的性能，混合定位可以达到不同定位方法间的优势互补，利用更多的测量信息来提高定位精度[4, 35, 37-39]。

假设已知一个基站，移动台发出信号以直射路径到达基站的时间 t_1 和角度 θ_1 ，则移动台相对于基站的距离 $R = ct_1$ 和方位角 θ_1 都已知，于是下式的方程组成立且

可以解出移动台位置 (x_0, y_0) [4]，即：

$$\begin{cases} \tan(\theta_1) = \frac{x_0 - x_1}{y_0 - y_1} \\ (x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 = (ct_1)^2 \end{cases} \quad (2-6)$$

2.3 定位准确率评价指标

为了正确地评价各种定位算法的定位性能，首先得确定评价定位准确率的各种指标。目前最常用的有定位解均方误差（MSE）、均方根误差（RMSE）、克拉美罗下界（CRLB）、几何精度因子（GDOP）、圆误差概率（CEP）等定位评价指标 [34, 37, 40-42]。

2.3.1 均方误差 MSE 与克拉美罗下限 CRLB

一种常用于评价定位准确率的度量是定位解的均方误差 MSE 与理论上基于无偏差估计器方差的克拉美罗下限（CRLB）的比较 [34, 43, 44]。在二维位置估计中，计算 MSE 的方法为：

$$MSE = E \left[(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2 \right] \quad (2-7)$$

其中， (x, y) 为待测点的实际位置， $(\hat{x}, \hat{y})$ 为待测点的估计位置。

均方根误差，也是常用于评价定位准确率的指标：

$$RMSE = \sqrt{E \left[(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2 \right]} \quad (2-8)$$

为了判断定位估计器的准确率，均方误差 MSE 或均方根误差 RMSE 通常与理论界克拉美罗下限（CRLB）进行比较。

CRLB 则提供了一个下界，为任何无偏差参数估计器的方差 [34]，但是通常适用于矩阵 Q 为 TDOA 协方差矩阵，定位估计器 MSE 的理论下界为 Φ 对角线元素之和。但在实际应用中 Q 可能未知，假设所有接收机的噪声功率谱密度相似，可将 Q 的对角线元素用 σ_d^2 来替代，其余元素为 $0.5\sigma_d^2$ ，构成近似的 TDOA 协方差矩阵 [4]。其中 σ_d^2 为 TDOA 测量值的方差。在文献 [44]，分别给出了 TDOA、TOA 及 AOA

定位法的 CRLB 表达式。

2.3.2 圆/球误差概率 (CEP/SEP)

圆误差概率 CEP 是用来度量定位估计准确率的一种操作简单、计量严格的方法, CEP 是定位估计器相对于其定位均值的不确定度量[34]。在二维位置的坐标定位过程中, CEP 是包含了一半以均值为中心的随机矢量实现的圆半径, 采用无偏差定位估计器时, CEP 即为待测点相对其真实位置的不确定度量。如果采用的估计器有偏差且偏差以 B 为界, 则对于 50% 概率, MS 的估计位置在距离 B+CEP 内, 此时 CEP 通常用其近似值表示[4]。对于 TD0A 双曲线定位, CEP 近似表示为:

$$CEP \approx 0.75\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (2-9)$$

其中, σ_x^2, σ_y^2 分别为二维估计位置的方差。

对于三维位置的坐标定位, 用球半径替代上述定义中的圆半径, 同时圆误差概率由球误差概率 SEP 代替即可。

2.3.3 几何精度因子 (GDOP)

采用距离测量方法的定位系统定位时, 其准确率很大程度上取决于基站和待定位移动台 MS 之间的几何位置关系, 几何位置对定位准确率的影响程度即为几何精度因子 (GDOP), 它定义为定位误差 RMSE 与测距误差 RMSE 之间的比率[41, 42]。几何精度因子 (GDOP) 表征了由于移动台和基站之间几何位置关系的变化对测距误差的放大情况, 对无偏差的估计器, 几何精度因子 (GDOP) [45, 46] 为:

$$GDOP = \sqrt{\text{tr}[(A^T A)^{-1}]} \quad (2-10)$$

其中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示对结果矩阵求迹, 即求矩阵主对角线元素之和。A 为根据某特征值建立的线性方程组的系数矩阵, 即

$$Y = AX \quad (2-11)$$

其中, 基站位置 Y 是已知的 $M \times 1$ 维向量, MS 位置 X 是 2×1 维位置向量 $[x, y]^T$, A 为 $M \times 2$ 矩阵。如果 $A^T A$ 是非奇异且 $M > 2$, 则视为方程数大于未知量数

目的超定方程组，故采用最小二算法（LS）获得移动台的估计位置：

$$X = (A^T A)^{-1} A^T Y \quad (2-12)$$

对于无偏差的估计器及二维双曲线定位系统，几何精度因子（GDOP）可表示为：

$$GDOP = \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2} / \delta_2 \quad (2-13)$$

GDOP 与 CEP 有下列近似关系：

$$CEP \approx (0.75\delta_s)GDOP \quad (2-14)$$

应用中，需要从大量基站中选择所需定位基站时，GDOP 可以作为选取指标，具体地说，应选择 GDOP 最小的基站作为所需定位基站，还可在建立新系统过程中选择基站位置时作为参考[4]。

2.4 影响无线定位精度的原因

为了提高对移动台的定位精度，除了研究对信号特征测量值误差具有良好鲁棒性的高精度定位算法外，还需研究造成测量误差的主要原因。

1、多径传播

多径传播是影响无线定位的基本因素之一。在移动通道，由于反射和散射的存在会产生不断变化的环境，使信号能量的振幅、相位和时间延迟产生弥散，通过不同的路径到达接收天线，这些不同形式作用的结果是传输信号的不同时间和空间定位[47]。不同的多径分量，由于随机振幅和相位信号强度的干扰造成的，导致小尺度衰落和信号失真，使信号噪声比接收信号的严重下降，并最终影响到定位准确性，多径传播是造成定位误差的主要原因，所以抑制多径干扰是无线定位的关键技术之一[32]。

2、非视距(NLOS)传播

导致定位错误的另一个重要因素是移动台和基站之间的信号为非视距传播(NLOS)信号。即使在无多径效应的高精度定时技术下，非视距传播也会引起TOA和TDOA测量误差。视距(LOS, Line of Sight)传播是得到准确的信号特征测量值的必要条件[48]。但是在城市和近郊，移动台和多个基站之间实现LOS传播通常是很困难的，更多的情况是通过反射和折射的方式进行传播的，从而影响了到达

场强，接收电波的到达方向，以及电波传播时间。在这样环境下，即便没有多径干扰且系统能提供足够高的定时精度也同样会导致定位测量误差。因此如何降低NLOS传播的影响是提高精度的关键。

3、参与定位的基站数的限制

基站定位技术需要至少两个或三个甚至更多的基站参与。然而，在基站稀疏的环境中，很难实现在同一时间内有多个基站同时参与移动台。特别是在基站和人口密集的城市环境中，有可能由于无法接收视线信号传输线，而不能完成准确定位。此外，由于CDMA系统采用功率控制来克服远近效应，当移动台靠近某个服务基站，其他基站很难收到移动台的定位测量信号。

3 超宽带系统 TDOA 定位算法分析

超宽带系统定位算法主要包括三个模块：测距模块、定位模块及非视距（Non-Line of Sight, NLOS）处理模块。本章中主要介绍了测距和定位两个模块。在测距模块中，首先简单介绍了基本测距的表达式和两种测距方式，并建立了非视距下的测距模型。在定位模块中，提出了一个基于三维 Chan 算法的 UWB 信号定位模型。IEEE802.15.4a 信道下的 UWB 模型加入了小尺度衰落模型并延长了距离，使研究超宽带定位技术有了切实的意义，分析了该 UWB 定位算法在 4a 信道的 2-10GHz 室内办公环境模型下的定位性能。并利用移动平均（moving average, 简称 MA）算法对 Chan 得到的 TOA 的值进行滤波。

3.1 测距模块

测距就是估计发送结点与接收结点之间的距离。设传输信号为 $s(t)$ ，则相应的接收信号表达式为：

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t) \quad (3-1)$$

其中， $h(t)$ 表示信道冲激响应， $n(t)$ 表示热噪声。

假定信号在一个理想信道上传播，则信道冲激响应为：

$$h(t) = A(D)\delta(t - \tau(D)) \quad (3-2)$$

其中， $A(D)$ 是幅度的函数， $\delta(t - \tau(D))$ 是冲激函数，只有 $t = \tau(D)$ 时有一个冲激，其它为 0。

此时，接收信号可以表示为如下：

$$r(t) = A(D)s(t - \tau(D)) + n(t) \quad (3-3)$$

距离 D 则可以从衰减 $A(D)$ 或时延 $\tau(D)$ 中估计得到：

(1) 要衰减 $A(D)$ 中得到距离 D ，则要采用接收信号强度指示（RSSI）算法。或到达时间 TOA。RSSI 由于距离和衰减之间的关系依赖于信道特性，要可靠地估计距离就必须有一个精确的传输模型。

(2) 测距 TOA 技术基于发送和接收者之间的传播时延来计算距离。时延估计是个关键的讨论热点。要求能够使用它完成发送和接受之间的信号同步[30]，源于 ML 估计 (Maximum Likelihood)。

假设噪声为 AWGN $n(t)$, 时延 τ 的 ML 估计 (记为 $\hat{\tau}_{ML}$) 对应于使其 ML 函数达到最小时的 τ 值, 则[49]:

$$\hat{\tau}_{ML}(r) = \arg \min_{\tau \in R} (e^{-\frac{1}{N_0} \int_{T_{obs}} (r(t) - s(t-\tau))^2 dt}) \quad (3-4)$$

3.1.1 TOA 测距方式

传统的 TOA 测距主要分为双程测距 (TwoWay Ranging, TWR) 和单程测距 (One Way Ranging, OWR) [50, 51] 两种方式。

双程测距 (TWR): 在两个节点之间, 没有共同时钟的情况下, 使用节点间收发信息的往返时间来估计两节点之间的距离, 这种测距方法叫双向测距, 如图 3-1-1 所示, 假设节点 A 在 T_0 时刻发送信息包给节点 B, B 收到信号后立即返回一个信息给节点 A, 在 T_1 时刻收到了回送的信息包[52], 那么结点 A、B 间的距离可以由下式得到:

$$\begin{aligned} \tilde{T}_{A,B} &= \frac{1}{2}(T_1 - T_0) \\ \tilde{d}_{A,B} &= \tilde{T}_{A,B} \cdot c \end{aligned} \quad (3-5)$$

其中, $\tilde{T}_{A,B}$ 是节点 A、B 之间时间估计, $\tilde{d}_{A,B}$ 是节点 A、B 之间的距离, c 是电波传播的速度。

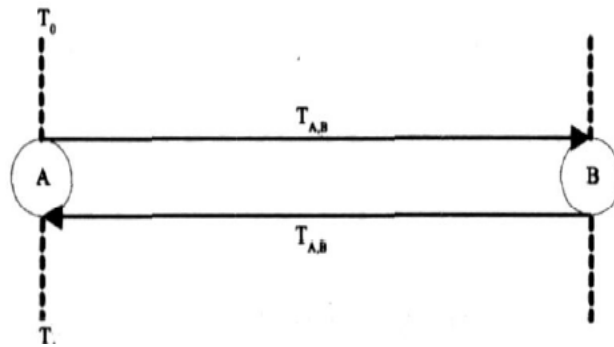


图3-1-1 双程测距图解

单程测距 (OWR): 如果节点间有一个公共的时钟, 则可以采用单程测距技术

来完成测距。这种方法可以直接估计节点间的传播时间,如图3-1-2所示,节点 A 在 T_0 时刻发送信息包给节点 B , 节点 B 在 T_1 时刻接收到信息包[52]。通过下式可以计算其距离:

$$\begin{aligned}\tilde{T}_{A,B} &= (T_1 - T_0) \\ \tilde{d}_{A,B} &= \tilde{T}_{A,B} \cdot c\end{aligned}\quad (3-6)$$

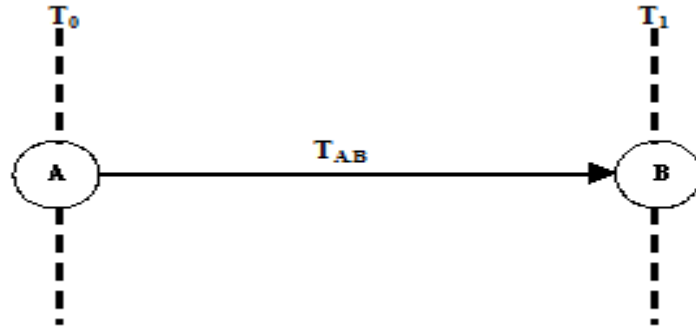


图3-1-2 单程测距图解

在现有的超宽带无线定位系统中, 实现全网(包括BS之间、MS与BS之间) 准确同步, 难度较大, 因此, 现在常采用的测距方式为双程测距。

3.1.2 非视距下的测距模型

测距精确测量都将视距传播作为必要条件, 因此, 现在的测距模型一般都是基于视距情况下的[54]。如果在两个节点之间为非视距传播, 则 UWB 脉冲将会有额外传播距离和传播时间, 非视距的误差造成测距估计中很大的误差。在文献[55, 56]中建立 TOA 的测距误差模型。在视距传播中, 测距误差通常为零均值高斯分布, 这是由测量系统本身造成的[57, 58]。因此, 本文建立了两个节点在视距传播和非视距传播情况下的测距模型如下:

$$(R_{m,n})_{los} = (\|p_i - p_m\| - \|p_i - p_n\|) + n_1 \quad (3-7)$$

其中, $R_{m,n}$ 是从节点 m 和 n 到待测点 i 的距离差, n_1 是高斯测量噪声, p_m, p_n 是两个参考节点的坐标, p_i 是待测点的坐标。

在非视距传播情况下, TOA 测距模型为:

$$(R_n)_{nlos} = \|p_i - p_n\| + n_2 + n_3 \quad (3-8)$$

R_n 是从节点n到待测点i的距离, n_2 是高斯测量噪声, n_3 是当视距被遮挡时的正偏差。

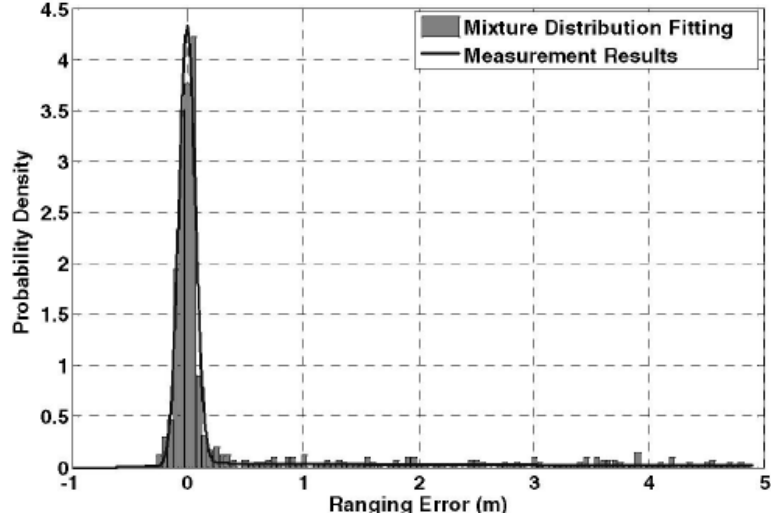


图3-1-3 非视距下测距误差直方图

上图给出了在非视距环境下的测量误差的概率密度。UWB信号由重复脉冲为2MHz的内部设计脉冲发生器产生, 由一个发送机到多个放置在不同位置的接收机发送UWB信号, 得到测距范围。测距误差概率可以表达成由高斯分布函数和指数分布函数组成的一个数学形式:

$$f(x) = \alpha \frac{1}{\delta\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\delta^2}\right) + (1-\alpha) \frac{1}{\beta} \exp\left(-\frac{x}{\beta}\right) \quad (3-9)$$

其中, $\delta = 0.071m$, 为高斯分布函数的标准差, $\beta = 5.235m$, 为指数分布函数的均值, $\alpha = 0.0767m$, 为加权因子。

假设, 测量在相同环境下测量TDOA距离, 即有相同的障碍物存在, 则UWB脉冲在节点之间的传播, 就会有相同的偏值。因此, 可以合理的估计TDOA测距值:

$$(R_{m,n})_{nlos} = (\|p_i - p_m\| + n_m) - (\|p_i - p_n\| + n_n) \quad (3-10)$$

其中, $R_{m,n}$ 为节点m和n之间的TDOA测距值, n_m 和 n_n 是分别从节点m和节点n的UWB信号测距误差。

3.2 定位模块

TD0A 定位算法是利用到达时间差对移动台位置进行估计的定位算法。TD0A 定位算法分成几何定位和统计定位[59]。几何定位只能利用有限的测量值进行位置估计，由于测量值存在误差，导致位置估计误差较大。统计估计则有较高的定位精度。表 3.1 中归纳了研究和应用较多的 TD0A 定位算法。

表 3.1 TD0A 定位算法总结

	几何定位	统计定位
LOCA（方程组）	Schmidt 几何算法（1972）	Schmidt 统计算法（1996）
双曲线（方程组）	Fang 算法（1989） Chan 算法（1994）	Taylaor 算法（1976） SX 算法（1987） SI 算法（1987） Friedlander 算法（1987） Chan 算法（1994）

这些 TD0A 算法的有效性与基站的数目和分布类型有关。表 4.2 归纳了它们之间的关系。

表 3.2 TD0A 定位算法分布关系

	非线性排列	线性排列
M=3	Fang 算法 Chan 算法 Schmidt 几何算法 Taylaor 算法	Taylaor 算法 Fang 算法 Chan 算法
M>3	Schmidt 几何算法（仅 M=4） Taylaor 算法 SX 算法 SI 算法 Friedlander 算法 Chan 算法 Schmidt 统计算法	Taylaor 算法 Chan 算法

Chan 算法定位精度较高，无需迭代，运算量相对较小，针对任何情况都可以处理。虽然该算法存在不确定解，但只要在 UWB 系统中合理分布基站，可以消除不确定性，同时 Chan 算法定位精度是除了 Taylor 算法外最好的，所以，本文中选择了 Chan 算法进行研究。

3.2.1 三维的 Chan 算法定位模型

Chan[60, 61, 62]算法是一种具有解析表达式的非递归双曲线方程组解法。当噪音范围符合高斯分布时，它由于具有计算量小和精度高的优点而被最常提出来解决 TDOA 问题。

假设在三维空间中随机分布有 M 个定位基站，待测点坐标为 (x, y, z) 。已知第 i 个基站坐标是 (X_i, Y_i, Z_i) ，到待测点的距离为 R_i 。因此：

$$\begin{aligned} R_i^2 &= (X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2 \\ &= K_i - 2X_i x - 2Y_i y - 2Z_i z + R \\ &= (c\tau_i)^2 \quad i = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3-11)$$

其中， τ_i 是 TOA 的测量值， c 是光速，

$$K_i = X_i^2 + Y_i^2 + Z_i^2, \quad R = x^2 + y^2 + z^2, \quad (3-12)$$

设未知向量 $z_a = [z_p^T, R]^T$ ，其中 $z_p = [x, y, z]^T$ ，则由此可以推导出以 z_a 为变量的线性方程组：

$$h = G_a z_a \quad (3-13)$$

设 z_a^0 是待测点的真实值。当存在 TDOA 误差的时候，则对应的误差向量为：

$$\psi = h - G_a z_a^0, \quad (3-14)$$

其中

$$h = \begin{bmatrix} R_1^2 - K_1 \\ R_2^2 - K_2 \\ \dots \\ R_M^2 - K_M \end{bmatrix}, \quad G_a = \begin{bmatrix} -2X_1 & -2Y_1 & -2Z_1 & 1 \\ -2X_2 & -2Y_2 & -2Z_2 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -2X_M & -2Y_M & -2Z_M & 1 \end{bmatrix}. \quad (3-15)$$

假设 TOA 的测量值都是相互独立的，则 Q 矩阵为对角矩阵

$$Q = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_M^2) \quad (3-16)$$

用 $\{*\}^0$ 作为 $\{*\}$ 的真实值, 则 TDOA 的 $d_{i,j}$ 可以表示成下式:

$$d_{i,j} = d_{i,j}^0 + n_{i,j}, i, j = 1, 2, \dots, M \quad (3-17)$$

则可推导出,

$$r_{i,1} = cd_{i,1} = r_i - r_1 \quad (3-18)$$

其中, c 为光速。

但实际上, R 跟 (x, y, z) 是有关的量。当将 $r_{i,1}$ 表示为 $r_{i,1}^0 + c_{n_{i,1}}$, 则式 (3-17) 表示 $r_i^0 = r_{i,1}^0 + r_1^0$ 。为了得到更精确的位置, 可采用与 Chan 算法类似的处理方法: 当 TOA 误差较小时, M 个 TOA 测量值的误差是:

$$\psi = 2Bn + n \otimes n \approx 2Bn, B = \text{diag} \{R_1^0, R_2^0, \dots, R_M^0\} \quad (3-19)$$

其中, $\otimes$ 是 Schur 乘积, R_i^0 为待测点跟第 i 个基站 i 之间的真实距离。当信噪比较高时, 由广义互相关检测的 TDOA 测量值通常为高斯数据, 服从近似的正态分布[78], 因此噪声向量 n , 在 Hann 和 Tretter 的估计器下是近似服从正态分布的。从而, 误差矢量的协方差矩阵 ψ 可以被估计出来。

实际上, 可以满足 $cn_{i,1} \ll r_i^0$ 的条件, 则可以忽略式 (3-19) 中后面一项, Φ 是 TOA 测量值误差 ψ 的协方差矩阵

$$\Phi = E[\psi\psi^T] = 4BQB \quad (3-20)$$

其中, Q 为 TDOA 协方差矩阵, z_a 用式 (3-12) 来表示, 表明 (3-15) 仍是一组 x, y 和 z 的非线性方程组。求解该非线性方程组时, 首先假定 x, y, z 和 R_i 无关, 然后使用最小二乘法。最后结果的得到是通过已知的关系, 再使用一次最小二乘法。这两个步骤是对移动台位置的极大似然估计。考虑到 z_a 间的元素是相互独立的, 则极大似然估计下的值为:

$$\begin{aligned} z_a &= \arg \min \left\{ (h - G_a z_a)^T \psi^{-1} (h - G_a z_a) \right\} \\ &= (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1} G_a^T \psi^{-1} h \end{aligned} \quad (3-21)$$

这可以看成是 (3-15) 的最小二乘法的解。

当移动台距离很大是, 用 R_i 近似代替 R_i^0 , 可以得到 z_a 第一次的加权最小二乘法的估计值。而在现实中, Φ 是未知的, B 包括了从待测点到接收点的真实距离。所以, 为了得到这个问题的解, 需要进行第二次估计。因为 Φ 的量纲不影响结果, 则式 (3-21) 的近似值为:

$$z_a \approx (G_a^T Q^{-1} G_a)^{-1} G_a^T Q^{-1} h. \quad (3-22)$$

从另一方面说, 如果移动台的位置较近, 可以先利用式 (3-22) 得到一个初始解去估计 B 矩阵, 加权最小二乘法计算结果可由 (3-21) 计算得到。虽然式 (3-21) 可以迭代提供更好的答案, 但是仿真结果表明, 该式不用迭代就可以给出一个足够精确的结果。

z_a 的协方差矩阵可以通过计算 z_a 的期望值和 $z_a z_a^T$ 得到。因为 G_a 中包含了一个随机量, 使得直接计算相当复杂, 可采用扰动方程法计算求得 z_a 的协方差矩阵, 从而可再进行一次加权最小二乘法的估计, 改进估计的位置。

然后, 介绍求 $\text{cov}(z_a)$ 的扰动算法。

当存在噪声时, 设 $G_a^0 z_a^0 = h^0$, 则式 (3-15) 可以推导出:

$$\psi = \Delta h - \Delta G_a z_a^0 \quad (3-23)$$

其中假定 $R_i = R_i^0 + cn_i$, $G_a = G_a^0 + \Delta G_a$, $h = h^0 + \Delta h$,

则从式 (3-21) 可以得到

$$\begin{aligned} & (G_a^{0T} + \Delta G_a^T) \Psi^{-1} (G_a^0 + \Delta G_a) (z_a^0 + \Delta z_a) \\ &= (G_a^{0T} + \Delta G_a^T) \Psi^{-1} (h + \Delta h) \end{aligned} \quad (3-24)$$

只保留扰动项的线性部分, 由式 (3-15) 和 (3-23) 得到 Δz 及其 Δz 的协方差矩阵为:

$$\begin{aligned} \Delta z_a = z_a - z_a^0 &= c (G_a^T \Psi^{-1} G_a)^{-1} G_a \Psi^{-1} B n \\ \text{cov}(z_a) &= E [\Delta z_a \Delta z_a^T] = (G_a^T \Psi^{-1} G_a)^{-1} \end{aligned} \quad (3-25)$$

其中, 在 (3-15) 的误差项被忽略, 可以被用在式 (3-20) 中得到 $\text{cov}(z_a)$ 。

之前, 假设 x, y, z 和 R 之间是独立的, 但式 (3-12) 中已给出了它们的关系。剩下的问题就是, 如何加入这一个关系来进一步改进定位估计。当 TDOA 测量误差

偏置被忽略时，向量 z_a 是一个均值为真实值的随机向量，它的协方差矩阵由 (3-26) 得到，表达式如下：

$$z_a = \begin{bmatrix} z_{a,1} \\ z_{a,2} \\ z_{a,3} \\ z_{a,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^0 + e_1 \\ y^0 + e_2 \\ y^0 + e_3 \\ y^0 + e_4 \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

其中， $[e_1 \ e_2 \ e_3 \ e_4]$ 是 z_a 的估计误差。对各元素求平方得到另一个方程组：

$$\Psi' = h' - G_a' z_a' \quad (3-27)$$

其中

$$h' = \begin{bmatrix} z_{a,1}^2 \\ z_{a,2}^2 \\ z_a^2 \\ z_{a,4}^2 \end{bmatrix} \quad G_a' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad z_a' = \begin{bmatrix} x^2 \\ y^2 \\ z^2 \end{bmatrix}$$

以上都在误差 e_i 较小时，近似值才有效。这过程是对极大似然估计过程的又一近似，可得到 Ψ' 的协方差矩阵为：

$$\psi' = E[\psi' \psi'^T] = 4B' \text{cov}(z_a) B' \quad (3-28)$$

$$B' = \text{diag} \left\{ x^0, y^0, z^0, \frac{1}{2} \right\} \quad (3-29)$$

因为 ψ 是高斯分布，则 ψ' 也是高斯分布， z_a' 的极大似然估计为：

$$z_a' = (G_a' \Psi^{-1} G_a')^{-1} (G_a'^T \Psi^{-1} h') \quad (3-30)$$

经过推导，可得到最终移动台的定位结果为：

$$z_p = \sqrt{z_a} \text{ 或者 } z_p = -\sqrt{z_a} \quad (3-31)$$

3.2.2 Chan 算法的理论评价

在本文中，假设在 TDOA 误差服从高斯分布的理想环境下，通过仿真比较了均方根误差 {RMSE} 和克拉美罗下限。仿真条件为：

- (1) $R=1000$ 米或者 3000 米；
- (2) 取的基站数量为分别为 $4, 5, 6, 7$ ，且基站的坐标分别为： $(0,0)$ ，

$(\sqrt{3}R, 0)$, $(\sqrt{3}R/2, 3R/2)$, $(-\sqrt{3}R/2, 3R/2)$, $(-\sqrt{3}R, 0)$, $(-\sqrt{3}R/2, -3R/2)$, $(\sqrt{3}R/2, -3R/2)$, 如下图所示。当取 4 个基站的时候, 选择 BS1, BS2, BS3 和 BS4。

取 5 个基站时, 为 BS1, BS2, BS3, BS4 和 BS5。其它同理。

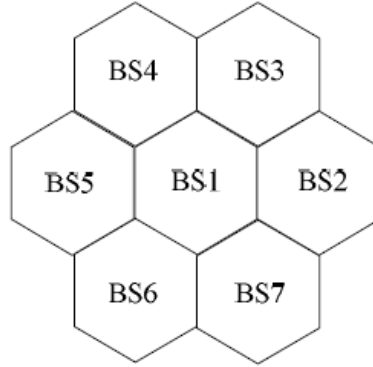
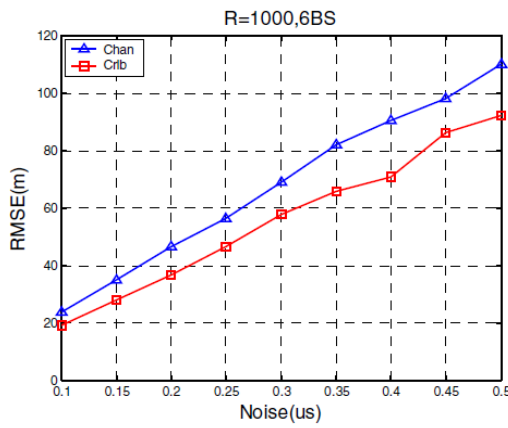


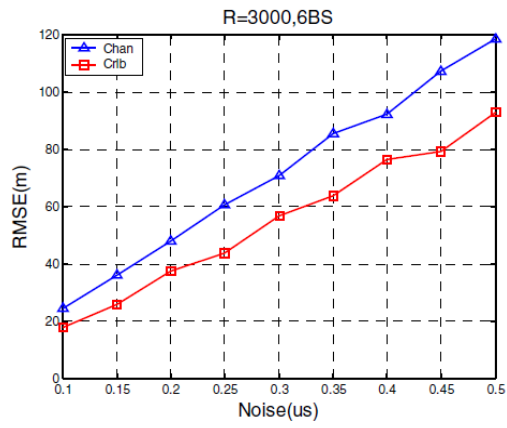
图 3-2-1 定位基站排列

(3) 假设待测点在该区域内是均匀分布的。在没有非视距 (NLOS) 误差的情况下, 只考虑服从理想高斯分布的测量误差。其中, 均值为 0. 标准差分别为: 0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3, 0.35, 0.4, 0.45 μ s。

下图分别为在 R=1000m 和 3000m 情况下, 在不同数量定位基站下的定位表现:



(a-1)



(b-1)

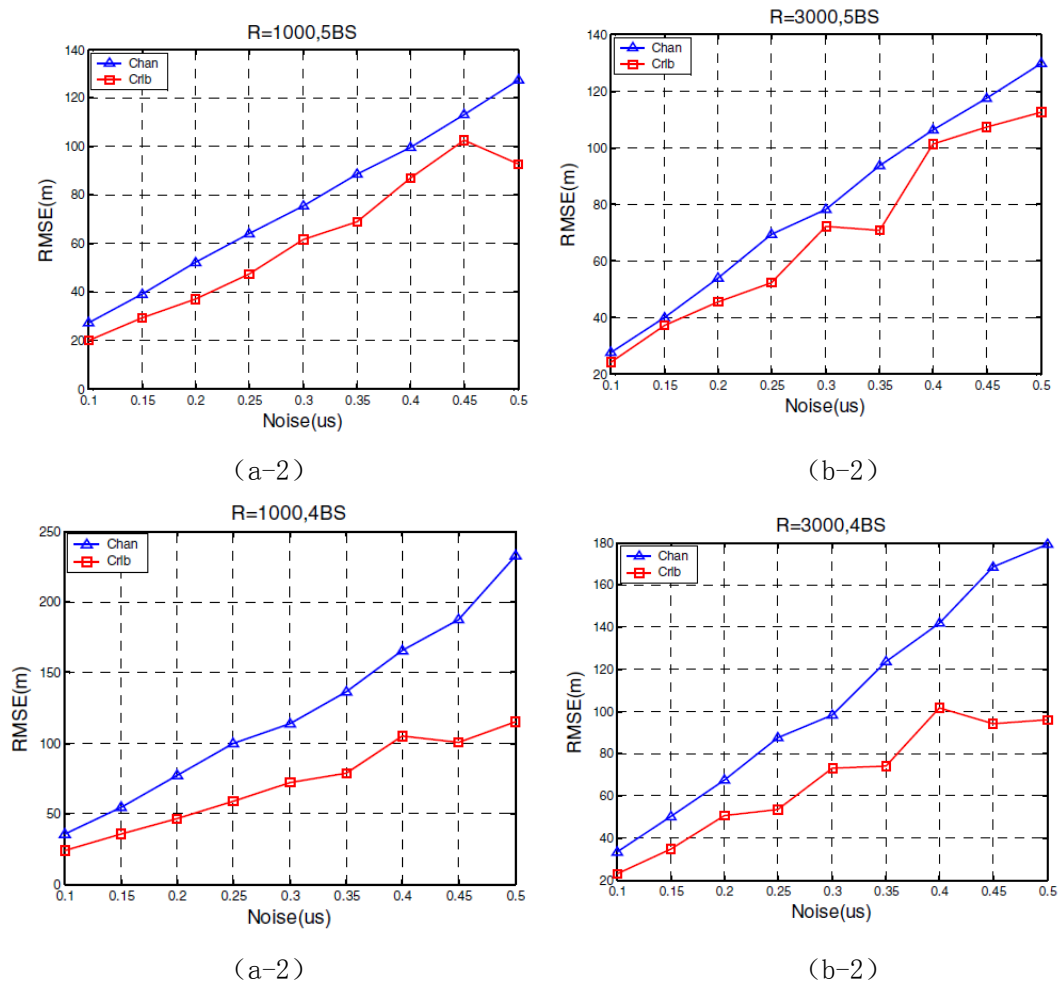


图 3-2-2 定位距离分别为 1000 米和 3000 米时基站为 4 到 6 个的均方根误差

从上图可以看出，Chan 算法的定位精度随着选择的定位基站的数量的增加有明显的提高。尤其是当定位基站由 4 个增多到 5 个时，定位精度的提高尤为明显。当基站多于 5 个时，定位不再有明显的提高。另外，当半径从 3000m 变为 1000m 时，Chan 算法的定位精度也有一些改善。但不管是在 1000m 还是 3000m 的情况下，定位基站为 4 的时候定位精度都有大幅度下降。也就是说，当基站数量大于 4 个时，Chan 算法不敏感，该算法可以得到精确解，能降低个别大的随机测量误差的影响。

3.2.3 IEEE 802.15.4a 的超宽带信号的信道模型简介

IEEE802.15.4a 信道模型工作组提出并推荐了频率范围 2-10GHz 的 UWB 信道模型、频率范围在 100-1000MHz 的 UWB 模型和 MHz 载频的窄带信道模型。前两种频率范围内的 UWB 模型的一般结构极其相似，但对应的参数大不相同。1MHz 频

率的模型结构从根本上与前面两种信道不同。信道模型的主要目标是衰减建模和延迟分布。本文把阴影效应和平均路径损耗归于前者，而后者描述的是功率延迟情况和小范围衰落统计。

接下来描述用于 100-1000MHz 和 2-10GHz 范围内的通用信道模型，分为路径损耗模型、多径模型和小尺度衰落模型。

(1) 路径损耗模型

窄带系统中的路径损耗通常定义为

$$PL(d) = \frac{E\{P_{RX}(d, f_c)\}}{P_{TX}} \quad (3-32)$$

其中 P_{TX} 和 P_{RX} 分别为发送功率和接收功率， d 为发射器与接收器之间的距离， f_c 为中心频率。期望 $E\{\}$ 是在一个足够大的能够允许阴影效应中均衡以及小范围衰落中有 $E\{\square\} = E_{lsf}\{E_{ssf}\{\square\}\}$ 成立。"lsf" 和 "ssf" 分别指大规模衰落和小范围衰落。

由于 UWB 信道中传播的频率依赖性，宽带路径损耗为频率和距离的函数。因此，定义一种频率依赖型路径损耗（详见参考文献[63][64]）：

$$PL(f, d) = E \left\{ \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} |H(\bar{f}, d)|^2 d\bar{f} \right\} \quad (3-33)$$

其中 $H(f, d)$ 是天线连接器之间的转移函数，将 Δf 选取足够小，该带宽内衍射系数、介质常量等可以被看做恒定的；总路径损耗可由整个带宽范围内积分得到。因此对频率和期望 $E_{ssf}\{\}$ 的积分从本质上拥有相同效果，即小范围衰落中均衡。

为简化计算，我们假设路径损耗是频率和距离的函数，如下：

$$PL(f, d) = PL(f)PL(d) \quad (3-34)$$

路径损耗的频率依赖性由参考文献[65][66]给出

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-\kappa} \quad (3-35)$$

路径损耗与距离的关系描述如下：

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3-36)$$

其中，参考距离 $d_0 = 1$ ， PL_0 为参考距离下的路径损耗。N 是路径损耗指数。路径

损耗指数同样取决于环境,以及发射器和接收器之间是否存在视距连接[67-71]。

阴影效应(或称为小范围衰落)被定义为路径损耗附近的平均值变量。用 dB 表示的路径损耗(平均分布在小范围衰落中)可表示如下:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S \quad (3-37)$$

其中, S 为均值为零, 标准差为 δ_s 的高斯随机变量。

(2) 多径延时模型

根据参考文献[72, 73], S-V 模型中脉冲响应一般如下:

$$h_{discr}(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l} \exp(j\phi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3-38)$$

其中, $a_{k,l}$ 为第 l 簇的第 k 个分量的权重, T_l 为第 l 簇的时间延迟, $\tau_{k,l}$ 为第 k 个 MPC 相对于第 l 簇到达时间 T_l 的延迟。相位 $\phi_{k,l}$ 符合均匀分布, 簇数 L 是模型中一个重要的参量, 假定其为泊松分布。

$$pdf_L(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (3-39)$$

故均值 L 充分描述了该分布的特性。

通过定义, 得到 $\tau_{0,l} = 0$ 。簇到达时间可以通过泊松过程给出:

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda_l \exp[-\Lambda_l(T_l - T_{l-1})], l > 0 \quad (3-40)$$

其中, Λ_l 为簇到达率。经典的 S-V 模型同样用泊松过程描述束到达时间。由于室内居住环境、室内和室外办公环境的差异, 针对模型中的束到达时间用两种泊松过程的复合表示如下:

$$\begin{aligned} p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) &= \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] \\ &+ (\beta - 1) \lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], k > 0 \end{aligned} \quad (3-41)$$

其中, β 为复合概率, λ_1, λ_2 为束到达率。

下一步是确定簇功率和簇形状。簇内的功率延迟(不同路径的平均功率)是指数型的。

$$E\left\{\left|a_{k,l}\right|^2\right\}=\Omega_l \frac{1}{\gamma_l[(1-\beta)\lambda_1+\beta\lambda_2+1]}\exp(-\tau_{k,l} / \gamma_l) \quad (3-42)$$

其中， Ω_l 为第 l 簇的能量， γ_l 为簇内衰落时间常数。

簇衰减率线性的依赖于簇到达时间：

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (3-43)$$

其中， k_γ 描述了衰减常数随延迟增长。

一般地，第 l 簇信号在簇阴影效应和小范围衰落的平均能量符合指数衰减。

$$10\log(\Omega_l)=10\log(\exp(-T_l / \Gamma))+M_{cluster} \quad (3-44)$$

其中， $M_{cluster}$ 为标准差为 $\delta_{cluster}$ 的标准正态分布。

对于某些环境（办公和工业环境）的非视距条件，功率延迟属性有可能不同，即：

$$E\left\{\left|a_{k,l}\right|^2\right\}=(1-\chi \cdot \exp(-\tau_{k,l} / \gamma_{rise})) \cdot \exp(-\tau_{k,l} / \gamma_1) \cdot \frac{\gamma_1+\gamma_{rise}}{\gamma_1} \frac{\Omega_1}{\gamma_1+\gamma_{rise}(1-\chi)} \quad (3-45)$$

此处，指数 χ 描述了第一分量的衰减， γ_{rise} 表明 PDP 增加到最大值的速率， γ_1 为后期衰减。

（3）小尺度衰落模型

小范围衰落符合 Nakagami 分布，如下：

$$pdf(x)=\frac{2}{\Gamma(m)} \frac{m^m}{\Omega} x^{2m-1} \exp(-\frac{m}{\Omega} x^2) \quad (3-46)$$

其中，Nakagami 分布的 m 因子满足 $m \geq 1/2$ ， $\Gamma(m)$ 是伽马函数， Ω 是幅度的均方值。到瑞斯分布的转换也大约遵循该转换公式。

$$m=\frac{(K_r+1)^2}{(2K_r+1)} \quad (3-47)$$

$$K_r=\frac{\sqrt{m^2-m}}{m-\sqrt{m^2-m}} \quad (3-48)$$

其中， K 和 m 分别为瑞斯分布和 Nakagami-m 分布的因子。

参数 Ω 相当于平均功率，而它的延迟依赖由上述功率延迟属性给出。指数 m 设置为指数正态分布随机变量，其对数均值为 μ_m ，标准差为 δ_m ，两者皆有延迟依赖如下：

$$\mu_m(\tau) = m_0 - k_m \tau \quad (3-49)$$

$$\sigma_m(\tau) = \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau \quad (3-50)$$

对于每一簇内的第一分量，Nakagami 因子各有不同，且假设他们是确定的独立于延迟的：

$$m = \bar{m}_0 \quad (3-51)$$

3.2.4 三维 Chan 算法在 IEEE 802.15.4a 信道下仿真和性能测试

IEEE 802.15.4a 信道模型提供了三种频率范围 2-10GHz 的 UWB 信道模型、100-1000MHz 的 UWB 模型和 MHz 载频的窄带信道模型。在频率范围和环境下的信道模型下又包括室内居住环境、室内办公环境、工业环境、户外环境以及开放的户外环境（其主要区别在于视距条件和非视距条件下的特性）。

本文主要使用频率范围在 2-10 GHz 的 UWB 模型中的视距室内办公环境（CM1），该频率范围内的任何窄带系统模型都可以得出一个简单的带通滤波操作。下面的参数为不包括完整的频率范围和距离范围的测量值，从科学的角度看，这些参数只有在测量数据可用的情况下是有效的。但是为了比较在 IEEE 802.15.4a 信道内的参数，这些参数是基于距离为 3-28m，频率 2-8GHz 的模型下提取的。将子模型的参数都包含，就可以得到下面相应的参数：

$\bar{L}$ ：簇数量的均值

Λ ：簇到达率

$\lambda_1, \lambda_2, \beta$ ：径到达率（混合泊松分布参数）

Γ ：簇内能量衰减因子

k_γ, γ_0 ：簇的衰减时间参数

$\delta_{cluster}$ ：簇阴影效应标准差

PL_0 : 距离为 1 米处的路径损耗;

n : 路径损耗指数

δ_s : 阴影效应标准差

A_{ant} : 天线的增益

K : 频率对路径损耗的影响因子

m_0, k_m : 定义了 Nakagami 分布的 m 因子均值的参数

$\bar{m}_0, \bar{k}_m$: Nakagami 分布的 m 因子方差的参数

m_0 : Nakagami 分布的 m 因子强度的参数

$\gamma_{rise}, \gamma_1, \chi$: 可选的PDP形状的参量

参数下图 3-2-3:

	办公室	
	视距	非视距
路径损耗		
n	1.63	3.07
σ_s	1.9	3.9
PL_0 [dB]	35.4	57.9
A_{ant}	3 dB	3 dB
	0.03	0.71
功率延迟属性		
L	5.4	1
Λ [1/ns]	0.016	N A
λ_1, λ_2 [1/ns], β	0.19, 2.97, 0.0184	N A
Γ [ns]	14.6	N A
k_γ	0	N A
γ_0 [ns]	6.4	N A
$\sigma_{cluster}$ [dB]		N A
小范围衰落		
m_0	0.42 dB	0.50 dB
k_m	0	0
$\bar{m}_0$	0.31	0.25
k_m	0	0
$\bar{m}_0$		
X	N A	0.86
γ_{rise}	N A	15.21
γ_1	N A	11.84

图3-2-3 IEEE 802.15.4a信道参数

传统仿真过程如下：在空间随机选取两个点，分别记为 A、B 点。逐渐增加 A、B 两点之间距离，并通过选取 12 个相同距离的测试点来对 TOA 数据进行采

样。为减少测量误差，对于每个测量点采用其 100 次测量的平均值。

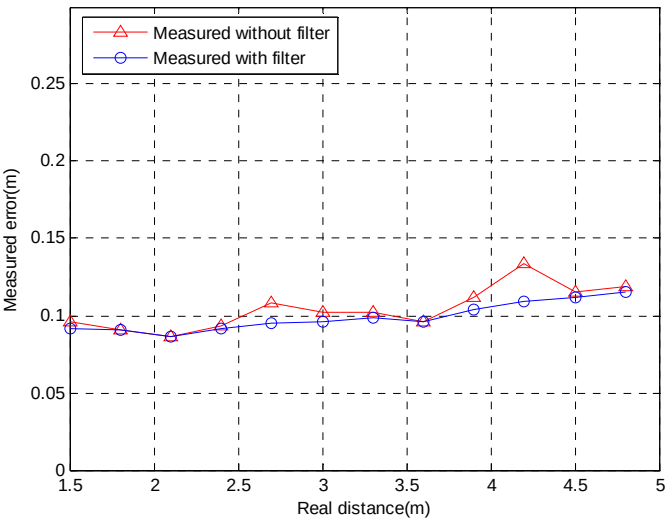


图 3-2-4 是否使用 MA 滤波的测量误差值.

由于信道噪声的存在，导致时间滞后，因此，测量距离比实际距离长。图 3-2-4 中红色曲线显示了 IEEE802.15.4a 信道模型模拟下引进测量误差后 A 到 B 之间距离的关系。由图可知，某些测量误差较大，若定位中直接使用这些数据，会引起更大的定位错误。为提高定位性能，我们决定实施后处理的基本滤波器。MA 滤波器包括五个连续的措施，如图 3-2-5 所示。其中，MA 滤波器最重要的基本功能是消除偶然因素的影响。它可以平滑误差曲线，并筛选部分有较大误差的点，可以提高精度的 TOA 采样，并反映误差变化趋势。由于其本身存在滞后量，当处理较大误差的 TOA 数据时，将影响下一批数据的准确性，为解决这个问题，我们在其结构的最后一步添加阈值控制，以减少滞后量所带来的影响。

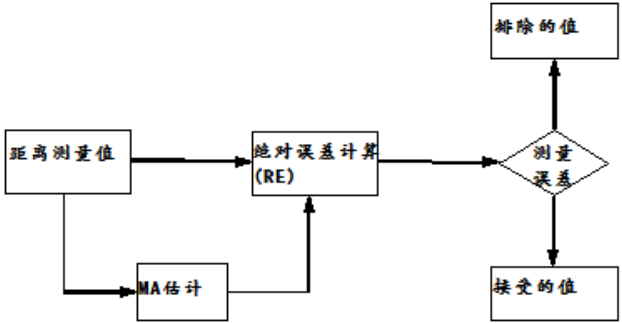


图 3-2-5 MA 过滤器的工作流程

接下来，将添加的步骤进行模拟测试。当每个点完成 100 次，获得的 TOA

值将被 MA 滤波器处理，然后计算测量数据的平均结果。图 3-2-4 中所示蓝色曲线表示经过 MA 滤波器改善的测量误差。与红色曲线相比，可以发现使用 MA 过滤器后可以消除偶然因素的影响，不但使原有错误曲线平滑，减少测量误差，还反映出误差是随着测量距离的增大而增加的。

为了评价 Chan 算法在三维空间的性能，仿真如下：

首先，设置移动站台和基站的位置。选取 $10 \times 10 \times 10 \text{ m}^3$ 的空间环境，四个基站与移动站台位于同一平面。移动站台的横纵坐标（X、Y）分别为 1m，移动站台的 Z 坐标随着其位置慢慢升高而增大，选取七个数值以测试其性能，如图 3-2-6 所示：

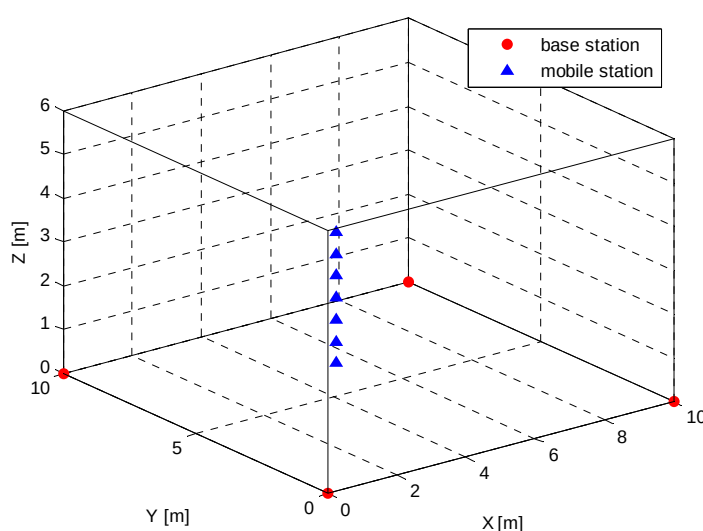


图 3-2-6 三维空间中基站及移动站台位置分布

其次，设置仿真环境及数据处理步骤。选定 IEEE802.15.4a 信道模型的室内办公环境。将 TOA 所获得的数据分为两组，分别通过三维 Chan 算法估计待测点的位置。第一组 TOA 数据输入到直接的算法程序。第二组 TOA 数据输入到 MA 过滤处理后的算法程序。

最后，通过计算该算法的均方差误差来检测三维 Chan 算法的性能。均方根误差的具体表达式由定义可得：

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{3N} \sum_{i=1}^N [(x - x^i)^2 + (y - y^i)^2 + (z - z^i)^2]} \quad (3-52)$$

其中， N 是从四个基站的 TOA 数据采样计数， (x, y, z) 是待测点的真实的坐

标, (X_i, Y_i, Z_i) 是待测点通过计算每个采样的 TOA 估计坐标。

在图 3-2-7 中, 横坐标表示待测点高度, 纵坐标表示 RMSE 值。可以看出, 经过 MA 滤波的均方根误差值明显小于未经滤波的均方根误差值。

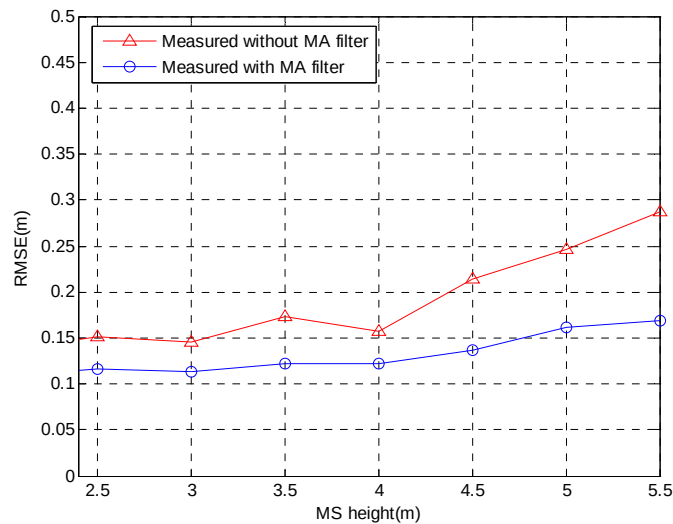


图 3-2-7 是否使用 MA 滤波的测量误差值

本章节主要检测了基于 TOA 定位方法的 Chan 算法的性能。为了在三维空间中适当应用该算法, 我们对其进行了改进。为了测试该算法的性能, 我们通过仿真得到了由 IEEE802.15.4a 信道模型采样来估计位置的 TOA 数据。由上述仿真结果可以看出, 利用传统 TOA 采样方法所产生的估计误差较大。将 MA 滤波器加入 TOA 采样方法中之后, 估计准确性明显提高, 这是由于 MA 滤波器能够消除偶然因素的影响的原因。

4 抗 NLOS 的高精度定位算法

本章中主要描述了定位过程的非视距模块。提出了误差最小化定位和有偏卡尔曼滤波定位两种定位算法来减小非视距 (NLOS) 传播误差对无线定位精度的影响。介绍了误差最小化定位方法的基本原理, 并给出 TDOA 范围测量在符合高斯分布下的克拉美罗下限 (CRLB) 理论值。在相同参考节点数量和传播环境下, 对误差最小化定位算法进行 MATLAB 仿真, 分析结果表明, 不管在视距 (LOS) 还是非视距 (NLOS) 情况下的定位精度, 误差最小算法所得到的定位精度与 Chan 算法得到的定位精度相比都有了明显地提高。本章中建立了有偏的卡尔曼滤波定位模型, 对非视距的传播下进行定位估计。仿真表明, 经过有偏卡尔曼滤波后, 定位精度有了明显的提高。

4.1 误差最小化定位

在用来解决 TDOA 问题的多种算法中, Chan 算法采用冗余测量的优势可以达到很高的精度。但是 Chan 算法具有很大的局限性, 如果测量误差较大时(例如在 NLOS 传播下), 便不能有效地工作。[76]中提出的相对定位算法靠节点数量的增加来提高定位的精度, 但是这种算法是不适用于只有时差测量可用的情况。

针对以上出现的问题, 本文提出了一个误差最小化定位方法, 该方法使用 TDOA 范围测距利用 UWB 推导出节点的位置。把所有的待测点都看成一组, 同时估计它们的位置, 将测得的 TDOA 范围与从节点坐标计算得到的值相比较, 最大限度地减少误差的总和以完成待测点位置估计, 给出 TDOA 范围测量在符合高斯分布下的克拉美罗下限 (CRLB) 理论值。

4.1.1 TDOA 误差最小化定位

定位的目标是使用由 UWB 和相关节点位置测得的一系列 TDOA 的值估计

网络中待测点的位置。本文选取介绍的定位模型为二维空间下的定位模型。在该 UWB 定位系统中，首先假定所有的参考节点都可以被覆盖，而且都是与时间同步的。

假设定位网络中一共有 N 个节点 $(1, 2, \dots, r, r+1, \dots, N)$ 如下图所示，其中前 r 个节点为参考节点，剩下的 $(N-r)$ 个节点为待测点。 $R_{m,n}$ 是从节点 m 和 n 到待测点 i 的距离差，除以光速 c 就可以得到 TDOA[57], 即 $R_{m,n} = c \Delta t_{tdoa}$, p_i, p_m, p_n 分别为待测点 i 和参考节点 m, n 的位置。

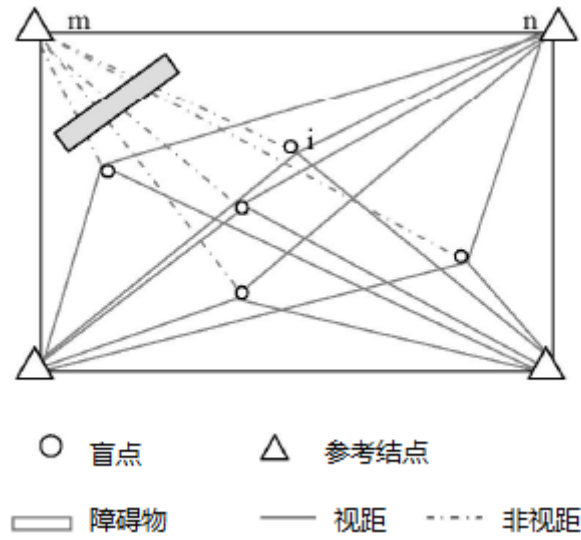


图 4-1-1 定位网络

(包含 4 个同步的参考节点和 5 个待测点，其中参考节点 m 为非视距的)

将所有的待测点都看成一组，则成本函数有式 (4-1) 给出。共轭梯度法可以用来做最小化。

$$f(p) = \sum_{i=r+1}^N \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (\|p_i - p_m\| - \|p_i - p_n\| - R_{m,n})^2 \quad (4-1)$$

用均方根误差 (RMSE) 来测量定位算法的表现，通过比较真实位置和估计位置。RMSE 的值越低表示该定位算法的性能越好，它的表达式为：

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-r} \|(p_{est})_i - (p_{actual})_i\|^2}{N-r}} \quad (4-2)$$

其中， p_{est} 和 p_{actual} 分别为估计坐标值和真实坐标值。

在仿真过程中，参考节点的从4个一直增加到8个，待测点的由5个增加到150个。图4-1-2显示了在视距和非视距情况下的均方根误差(RMSE)。很显然，RMSE的值在视距情况下明显的比在非视距情况下小得多。该定位算法，误差的唯一来源是测距精度，而且非视距误差是TDOA测量的最主要的误差。对于这两种情况下，定位估计精度随着参考基站数量的增加而增加。可以得知，在一个有 r 个参考节点的网络中，对于每一个待测点，能够获得的TDOA测量值（该网络中参考节点之间的节点对）的最大值是 $r*(r-1)/2$ ，它随着节点数目增加而增大。

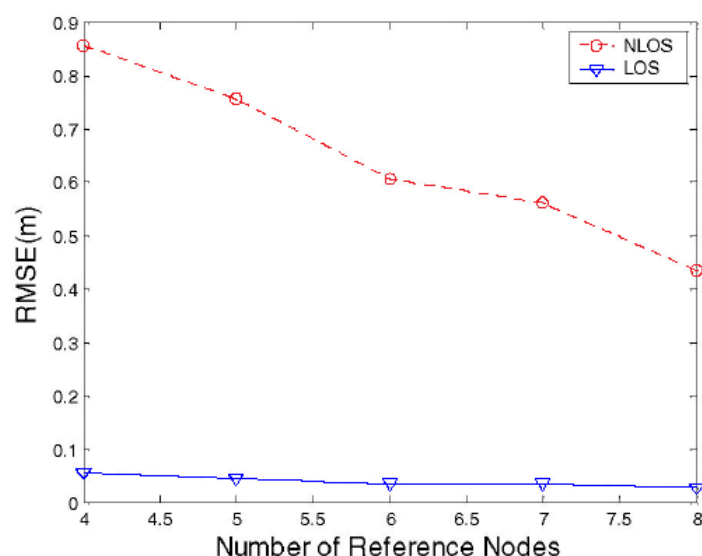


图 4-1-2 视距和非视距情况下不同参考节点下的 RMSE

4.1.2 克拉美罗下限 (CRLB)

首先，介绍一下在视距传播中待测点位置方差的克拉美罗下限 (CRLB)。CRLB 是位置估计方差的理论下限，它被定义为 Fisher 信息矩阵 (FIM) [78] 的逆。

假设测得的 TDOA 的值符合均值为 $d_{m,n}$ ，方差为 δ^2 的高斯分布，即：

$$R_{m,n} \square N(d_{m,n} \quad \delta^2) \quad (4-3)$$

其中，

$$d_{m,n} = \sqrt{(x-x_m)^2 + (y-y_m)^2} - \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2}, \quad (4-4)$$

联合概率密度函数为：

$$p(d|x,y) = \prod_{m=1}^{r-1} \prod_{n=m+1}^r \frac{1}{2\pi\delta^2} \exp\left(-\frac{(d_{m,n} - R_{m,n})^2}{2\delta^2}\right) \quad (4-5)$$

Fisher 信息矩阵的表述如下为：

$$I(x,y) = \begin{bmatrix} I_{11} & I_{12} \\ I_{21} & I_{22} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

其中，

$$I_{11} = -E\left(\frac{\partial^2 \ln p(d|x,y)}{\partial x^2}\right) \quad (4-7)$$

$$I_{22} = -E\left(\frac{\partial^2 \ln p(d|x,y)}{\partial y^2}\right) \quad (4-8)$$

$$I_{12} = I_{21} = -E\left(\frac{\partial^2 \ln p(d|x,y)}{\partial x \partial y}\right) \quad (4-9)$$

根据以上的 FIM 元素可以推导出：

$$I_{11} = \frac{1}{\delta^2} \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (A_m - A_n)^2 \quad (4-10)$$

$$I_{22} = \frac{1}{\delta^2} \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (B_m - B_n)^2 \quad (4-11)$$

$$I_{12} = I_{21} = \frac{1}{\delta^2} \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r ((A_m - A_n)(B_m - B_n)) \quad (4-12)$$

其中，

$$A_i = \frac{(x - x_i)}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}} \quad (4-13)$$

$$B_i = \frac{(y - y_i)}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}} \quad (4-14)$$

待测点位置的方差界限为：

$$\delta_{blind}^2 = \text{var}(x) + \text{var}(y) \geq \frac{I_{22}}{I_{11}I_{22} - I_{12}^2} + \frac{I_{11}}{I_{11}I_{22} - I_{12}^2} \quad (4-15)$$

将上面的 $I_{11}, I_{22}, I_{12}, I_{21}$ 分别代入得到：

$$\delta_{blind}^2 \geq \frac{\delta^2 \left(\sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (A_m - A_n)^2 + \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (B_m - B_n)^2 \right)}{\sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (A_m - A_n)^2 \sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (B_m - B_n)^2 - \left(\sum_{m=1}^{r-1} \sum_{n=m+1}^r (A_m - A_n)(B_m - B_n) \right)^2} \quad (4-16)$$

从上式可以明显看出,不等式右边与 TDOA 测量值的方差成正比,这也就意味着,越小的定位误差下界增加了 TDOA 测距误差的标准偏差。同时还可以观察到 A_i 和 B_i 存在 $A_i^2 + B_i^2 = 1$ 的关系,所以可以用 $\cos \beta_i$ 和 $\sin \beta_i$ 分别表示 A 和 B ,其中 β_i 为待测点到参考结点 i 跟 x 轴形成的角度。由此,可以得出结论:待测节点位置方差的克拉美罗下限 (CRLB) 跟网络的几何位置是密切相关的。CRLB 随着参考节点和待测节点位置的变化而改变。

4.1.3 误差最小化定位与 Chan 算法性能比较

Chan 算法利用冗余测量,可以得到较高的定位精度。它重新排列一组基于 TDOA 测量值的非线性方程组,利用了近似最大似然估计,并给出了一个封闭的非迭代的解决方案,它由两次最小二乘组成。由最小二乘法等式 (12) 估计待测点初始位置 (x', y') 和 R_1 。然后将 x', y' 和 R_1 的值代入等式 (13), 最后位置估计 (x, y) 就可以得到。

$$0.5 \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \\ \dots \\ R_{r,1}^2 - K_r + K_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} & R_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} & R_{3,1} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ x_{r,1} & y_{r,1} & R_{r,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ R_1 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

$$\begin{bmatrix} (x' - x_1)^2 \\ (y' - y_1)^2 \\ R_1^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (x - x_1)^2 \\ (y - y_1)^2 \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

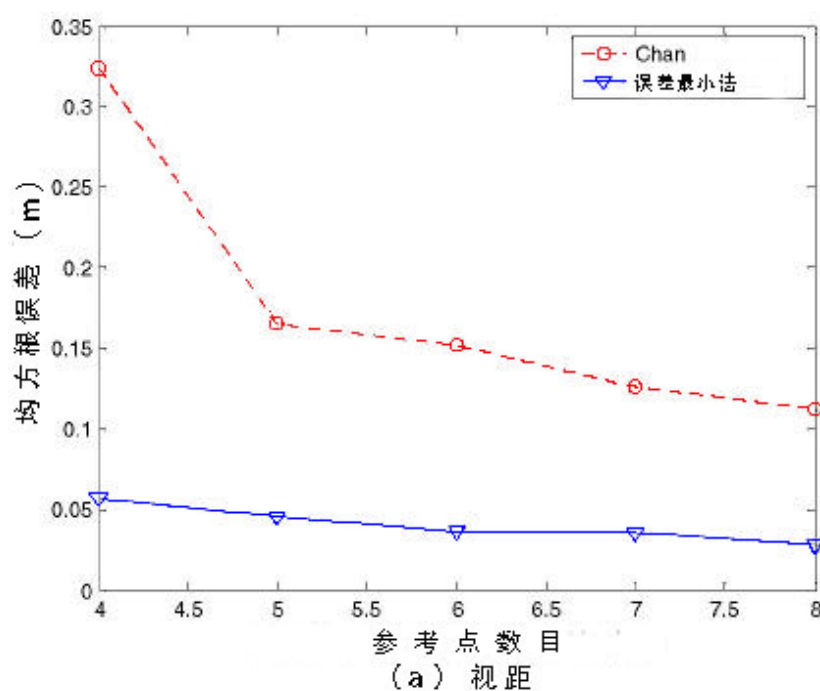
其中, $K_i = x_i^2 + y_i^2$, $x_{i,1} = x_i - x_1$, $y_{i,1} = y_i - y_1$, $R_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}$,

$$R_{m,n} = R_m - R_n$$

在视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 情况下分别比较了 TDOA 误差最小化定

位方法和 Chan 算法。

假设在 $50\text{m} \times 50\text{m}$ 的矩形区域内随机放置 50 个待测节点，参考节点的数目从 4 个增加到 8 个。如图 4-1-3 所示，参考节点数量相同的情况下，TDOA 误差最小化定位算法比 Chan 算法有更好的定位精度。尤其在非视距传播情况下，Chan 算法中利用四个参考节点，在 50 个待测点中有多达 16 个节点的位置不能确定，均方根误差 5 米，而误差最小化算法可以估算所有的待测点节点位置，而且均方根误差小于 0.9m。因此，可以得出这样的结论，误差最小化算法相比于 Chan 算法测距误差更小，性能更强大。



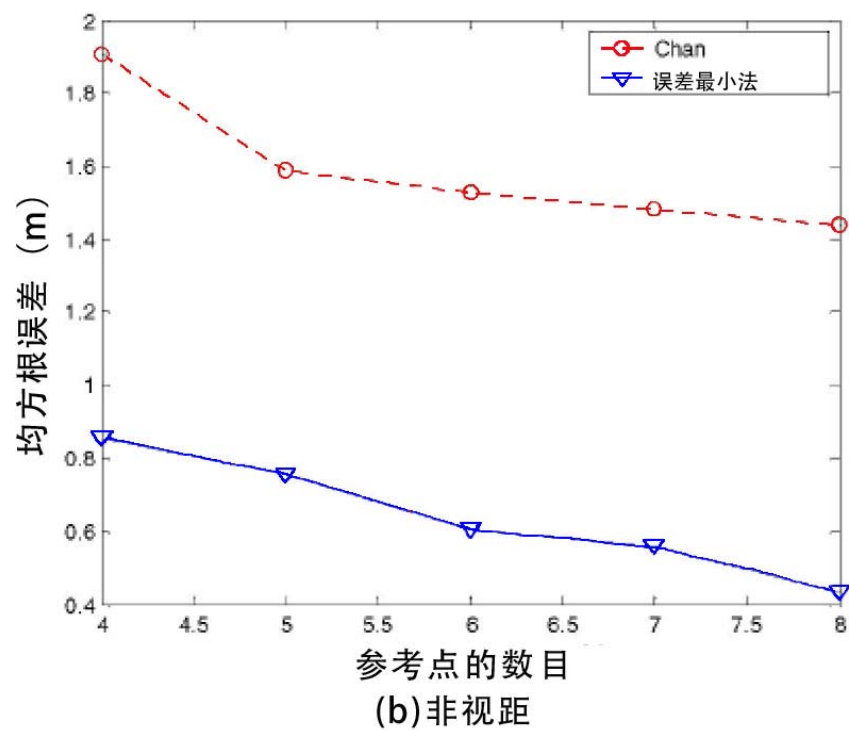


图 4-1-3 视距/非视距情况下 Chan 算法和误差最小化定位算法均方根误差比较

4.2 基于卡尔曼滤波的算法研究

卡尔曼滤波是一个最优化自回归数据处理算法,被广泛应用于组合导航、与动态定位、传感器数据融合、微观经济学等应用研究领域,在图像处理领域如人脸识别、图像分割、图像边缘检测等热门研究领域也同样占有重要地位。卡尔曼滤波作为一种数值估计优化方法,与应用领域的背景结合性很强,因此在应用卡尔曼滤波解决实际问题时,重要的不仅仅是算法的实现与优化问题,更重要的是利用获取的领域知识对被认识系统进行形式化描述,建立起精确的数学模型,再从这个模型出发,进行滤波器的设计与实现工作。基本卡尔曼滤波(KF)器限定在线性的条件下,在大多数的非线性情形下,我们使用扩展的卡尔曼滤波(EKF)器来对系统状态进行估计。

4.2.1 卡尔曼滤波模型

卡尔曼滤波器已被广泛应用于雷达测距和导航,因为其可以提供良好的跟踪性能,也能有效地解决移动台定位问题。卡尔曼滤波是一种线性最小方差估计,具有递推性,适用于对多维随机过程进行估计[85],主要由以下两个方程来描述:

状态方程可以描述为:

$$X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + \Gamma_{k,k-1} W_{k-1} \quad (4-19)$$

它的测量方程为:

$$Y_k = H_k X_k + V_k \quad (4-20)$$

其中, X_k 是在 k 时刻的状态, Y_k 是测量数据向量, W_{k-1} 是噪声向量, 它的协方差矩阵为 Q_{k-1} , V_k 是测量值的噪声矩阵, 它的协方差矩阵为 R_k 。 $\Phi_{k,k-1}$ 是状态转移矩阵, $\Gamma_{k,k-1}$ 是噪声耦合向量, H_k 是测量敏感度向量,

状态方程连接在 k 时刻和 $k-1$ 时刻的状态。测量等式则连接了 k 时刻的测量向量和状态向量。 W_k 和 V_k 分别反映了状态和测量噪声的随机性。最后, 由这些等式建立了状态、测量值和测量值历史之间的关系。结合原始的状态向量、协方差矩阵和测量值, 对应点的状态可以反复估计

卡尔曼滤波由两个递归步骤。第一步是状态预测，写成

$$\hat{X}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{X}_{k-1}, \quad (4-21)$$

$$P_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} P_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \Gamma_{k,k-1} Q_{k-1} \Gamma_{k,k-1}^T \quad (4-22)$$

$$K_k = P_{k,k-1} H_k^T (H_k P_{k,k-1} H_k^T + R_k)^{-1}$$

(4-23) 第二步为测量值校正，由下式可以得到：

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k,k-1} + K_k (Y_k - H_k \hat{X}_{k,k-1}), \quad (4-24)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_{k,k-1}, \quad (4-25)$$

其中， K_k 是卡尔曼滤波增益， P_k 是 $\hat{X}_k$ 的协方差矩阵。

4.2.2 有偏卡尔曼滤波在非视距下的改进

当 W_k 和 V_k 为零均值加性高斯随机变量时，上述的无偏卡尔曼滤波算法可以满足定位要求。但当在非视距情况下，NLOS 误差可以被视为一个非负的随机变量，具体表达式描述如下：

$$r(k) = L(k) + n(k) + NLOS(k), \quad (4-26)$$

其中，假设 $L(k)$ 为真实的距离， $n(k)$ 为方差是 σ_r^2 的加性高斯白噪声， $NLOS(k)$ 是非视距误差。在 UWB 室内环境下，非视距误差看做服从指数分布[86]。因此，有偏卡尔曼滤波可以用来处理非视距情况下测得的数据。

假设测量值噪声的均值为 $E(V_k) = C$ ，

$\hat{X}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{X}_{k-1}$ 可以用来估计 X_k 的值。

测量值向量 Y_k 可以用下式估计：

$$\hat{Y}_{k,k-1} = H_k \hat{X}_{k,k-1} + C. \quad (4-27)$$

而测量值向量 Y_k 和它的估计值 $\hat{Y}_{k,k-1}$ 的误差是：

$$e_{k,k-1} = Y_k - \hat{Y}_{k,k-1} = Y - H_k \hat{X}_{k,k-1} - C \quad (4-28)$$

误差 $e_{k,k-1}$ 可以用来纠正 $\hat{X}_{k,k-1}$ 获得状态矩阵 X_k , 由下式得到:

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k,k-1} + K_k (Y_k - H_k \hat{X}_{k,k-1} - C) \quad (4-29)$$

其中, K_k 是卡尔曼滤波增益。

因此, (4-21), (4-22), (4-23), (4-25) 和 (4-29) 给出在非视距环境下的卡尔曼滤波器表达式

其中状态矢量为 $X_k = [r_k \quad r'_k]$, r'_k 是 r_k 的导数, $\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\Gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ T \end{bmatrix}$, T 为

采样间隔, W_k 的协方差矩阵是 $Q = \sigma_u^2 I$ 。已测量数据向量 $H = [1 \ 0]$, V_k 的协方差矩阵是 $R = \sigma_x^2 I$ 。

4.2.3 TDOA 下的扩展卡尔曼滤波器

卡尔曼滤波器仅局限于线性高斯模型中使用, 所以扩展卡尔曼滤波器(EKF)则通常用来解决非线性问题, 即对之前给出的标准卡尔曼滤波器进行扩展。扩展卡尔曼滤波器通过使用非线性函数的局部线性特征来近似估计非线性部分。非线性系统的状态和测量方程分别表达如下:

$$X_k = \varphi(X_{k-1}) + W_{k-1} \quad (4-30)$$

$$Y_k = h(X_k) + V_k \quad (4-31)$$

这里 $\varphi(X_{k-1})$ 和 $h(X_k)$ 分别是 X_{k-1} 和 X_k 的非线性变换。

设 M 为基站的数目, 该定位算法至少需要 3 个基站 (即 $M \geq 3$)。假设基站 BS1 是参考基站, 则可以得到 $M-1$ 个 TDOA 测量值, 以下等式成立:

$$d_{i1} = (d_i - d_1) + v_{i1}, \quad i = 2, 3, \dots, M \quad (4-32)$$

其中, 基站 BS_i 的坐标为 (x_i, y_i) , 待测点 MS 的坐标 (x, y) , d_i 为基站 BS_i 和待测

点 MS 之间的距离, $d_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}$ ($i=1, 2, \dots, M$), v_{i1} 是测量噪声。用矩阵形式可以表示为:

$$Y = h(X) + V, \quad (4-33)$$

其中, $X = [x \ y]^T$, $Y = [d_{21} \ d_{31} \ \dots \ d_{M1}]^T$, $V = [v_{21} \ v_{31} \ \dots \ v_{M1}]^T$,

$$h(X) = [d_2 - d_1 \ d_3 - d_1 \ \dots \ d_M - d_1]^T$$

对于 TDOA 定位, 状态方程是线性的, 但测量方程是非线性的。移动台在 k 时刻的状态向量定义为:

$$S_k = \Phi' \cdot X_{k-1} + W_{k-1}', \quad (4-34)$$

其中, $S_k = [x_k \ y_k \ v_{xk} \ v_{yk}]$ 。移动台 MS 的位置坐标是 $(x_k \ y_k)$, v_{xk} 和 v_{yk} 分别表示移动台 MS 在 x 方向和 y 方向上的移动速度。下式给出噪声矢量 W_k' 的协方差矩阵为 Q 和状态转移矩阵为 Φ' ,

$$Q' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_u^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_u^2 \end{bmatrix}, \quad \Phi' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4-35)$$

假设在移动站和所有基站之间存在一个视距路径, TDOA 测量过程可以表示为:

$$Z_k = h(S_k) + V_k', \quad (4-36)$$

其中 Z_k 是测得的数据向量, $h(S_k)$ 是一个非线性变换, V_k' 是测量噪声。 V_k' 的协

差矩阵为 R' , 而且 $R' = B\sigma^2 B^T$, 其中,

$$B = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & \cdot & 0 \\ -1 & 0 & 1 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -1 & 0 & \cdot & 0 & 1 \end{bmatrix}_{(M-1) \times M}, \quad \sigma^2 = \begin{bmatrix} \sigma_{R1}^2 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & \sigma_{R2}^2 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \sigma_{RM}^2 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (4-37)$$

其中 $\sigma_{R1}^2, \sigma_{R2}^2, \dots, \sigma_{RM}^2$ 是与无偏或者有偏卡尔曼滤波器的输出有关的测距方差。

因为 $h(S_k)$ 是一个非线性变换, 则使用泰勒级数展开式来简化表达式。设 H_k' 是

$h(S_k)$ 在 $\hat{S}_{k,k-1}$ 点的雅可比矩阵, 表达式如下:

$$H'_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1(S_k)}{\partial x} & \frac{\partial h_1(S_k)}{\partial y} & 0 & 0 \\ \frac{\partial h_2(S_k)}{\partial x} & \frac{\partial h_2(S_k)}{\partial y} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial h_{M-1}(S_k)}{\partial x} & \frac{\partial h_{M-1}(S_k)}{\partial y} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{S_k=S_{k,k-1}} \quad (4-38)$$

H'_k 的维数为 $M-1$ 。

与标准卡尔曼滤波器相似，扩展卡尔曼滤波器递归有两个步骤。不同的是方程 $h(S_k)$ 的线性近似估计被用在扩展卡尔曼滤波算法中，预处理步骤为

$$\hat{S}_{k,k-1} = \Phi' \hat{S}_{k-1}, \quad (4-39)$$

$$P'_{k,k-1} = \Phi' P'_{k-1} \Phi'^T + Q', \quad (4-40)$$

$$K'_k = P'_{k,k-1} H_k'^T (H_k' P'_{k,k-1} H_k'^T + R')^{-1}. \quad (4-41)$$

然后测量校正步骤为：

$$\hat{S}_k = \hat{S}_{k,k-1} + K'_k (Z_k - h(\hat{S}_{k,k-1})), \quad (4-42)$$

$$P_k = (I - K'_k H_k') P'_{k,k-1}. \quad (4-43)$$

4.2.4 仿真结果

TDOA 在 UWB 室内系统下的定位表现通过计算机模拟仿真得到。假设系统中有三个基站 BS1, BS2, BS3，它们的坐标分别为 (0m, 0m), (10m, 17.32m) 和 (20m, 0m)。非视距下测距错误假设服从指数分布，是标准的 UWB 室内信道定义的 [86][88]。基站和待测点之间的距离在 3-28m。符合本文在上一章中介绍的信道模型。

待测点假设从点 (14m, 9m) 开始，它以 1m/s. 的速度匀速运动到 (8m, 1m) 点。观测时间为 10s，间隔时间 $T = 25\text{ms}$ 。

假设在两个基站(BS1 and BS3)到待测点的环境为非视距 (NLOS) 而在基站 BS2 和待测点之间的为视距。因此，测得 BS1 或 BS3 到待测点的距离使用有偏卡尔曼滤波，而在 BS2 和待测点的距离测量使用无偏卡尔曼率来平滑数据。

TDOA 的值是处理后的 TOA 测量值的不同。TDOA 定位则使用扩展卡尔曼滤波或者之前在上一章提到的 Chan 算法。

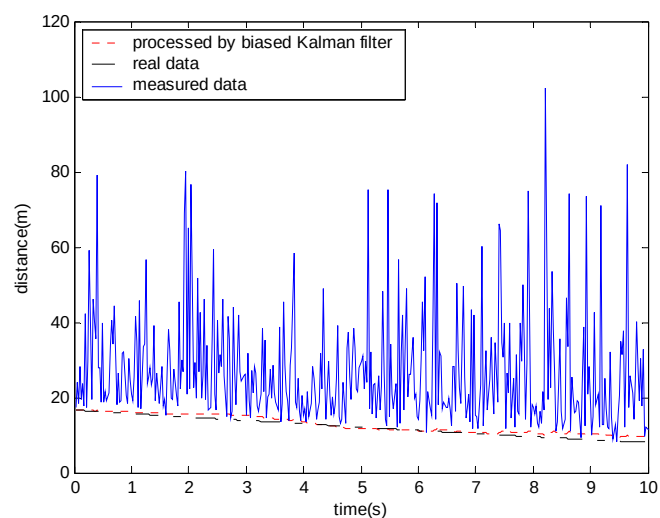


图 4-1-4 测量距离和真实距离在 BS1 和待测点知道 (非视距环境下).

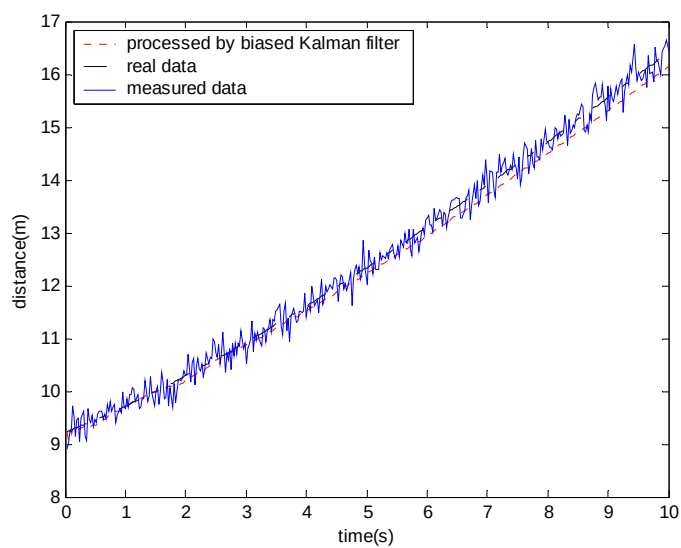


图 4-1-5 测量距离和真实距离在 BS2 和待测点知道 (视距环境下).

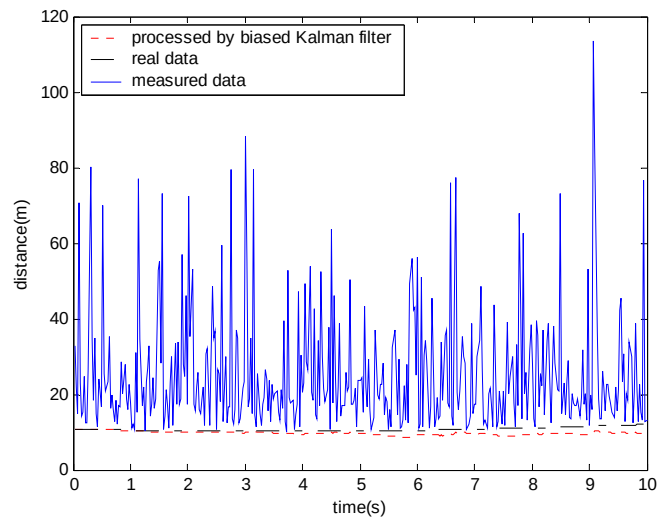


图 4-1-6 测量距离和真实距离在 BS3 和待测点知道 (非视距环境下).

图 4-1-4、图 4-1-5 和图 4-1-6 显示出 TOA 信息处理的结果经过卡尔曼有偏估计和无偏滤波。从图中可以看出，在视距环境下距离误差很小而且经过无偏卡尔曼滤波后测得的数据更加平滑。但在非视距情况下，测得的距离误差相对比较大，但经过有偏卡尔曼滤波后，结果也比较接近真实值。由此可见，有偏卡尔曼滤波可用来减小 TOA 中由非视距造成的误差。

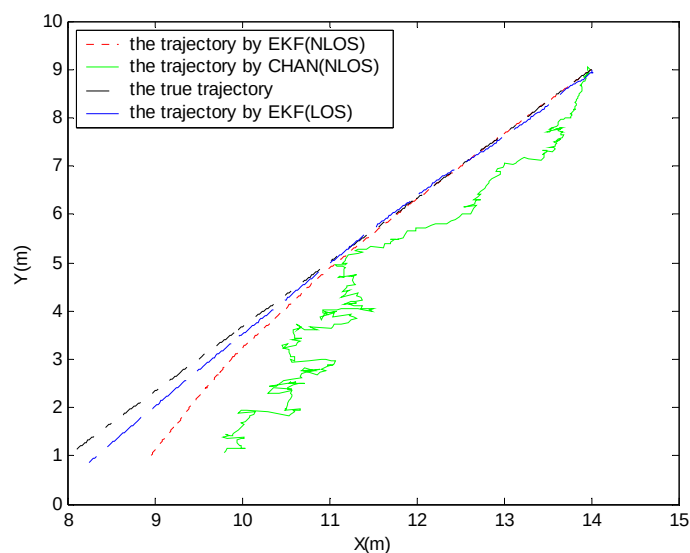


图 4-1-7 在不同条件下，待测点的轨迹

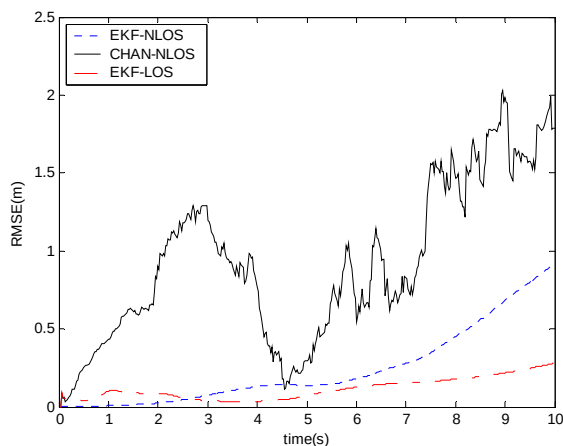


图 4-1-8 在不同环境下位置的均方根误差

图 4-1-7 可以显示出，在非视距环境下，扩展卡尔曼滤波算法得到轨迹比 Chan 算法得到的要精确的多。而在视距环境下，使用扩展卡尔曼滤波算法也可以提供高精度的定位。

为了检测定位算法的定位表现，下式计算给出了均方根误差的表达式：

$$RMSE = \sqrt{(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2} \quad (4-44)$$

其中 (x, y) 和 $(\hat{x}, \hat{y})$ 分别表示待测点的真实坐标和估计出的坐标。图 4-1-8 表示，在不定位条件下定位的均方根误差 (RMSE)。在视距环境下，使用扩展卡尔曼滤波的定位误差不超过 0.3m，而在视距环境下，在 10 秒钟后，定位误差逐渐增加到 1m。当用 Chan 定位算法是，相应的非视距定位误差则是大约 2m。因此可以得出，扩展卡尔曼滤波可以提供比 Chan 算法更精确的定位。因此，定位误差会随着迭代次数的增加而增加，所以迭代的次数也要慎重的选择。

5 基于混合定位的算法研究

TOA 定位法、TDOA 定位法及 AOA 定位法,都可应用于对移动台用户的位置估计。但在不同信道和网络环境中,TDOA、TOA、AOA 的测量值具有不同的误差统计特征,还没有一种技术能在各种不同信道和网络环境中都能表现出最佳的性能。混合定位可以达到不同定位方法间的优势互补,利用更多的测量信息来提高定位精度。

本章主要研究混合定位算法。首先介绍了混合定位算法的基本方法,重点研究了采用了基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位算法,并对该算法在三维空间中的性能进行分析。最后在实验室系统中,对 TDOA/AOA 混合定位算法进行多次实验,验证了该算法的优良性能。

5.1 基于卡尔曼滤波的混合定位算法

5.1.1 混合定位算法的基本方法简介

很多种定位方法都是静态定位的方法,即利用某个时刻的到达时间或者到达角度测量值估计出该时刻移动台(MS)的位置坐标。由于 MS 在移动过程中的位置是连续变化的,故 MS 在某一时刻的位置与其在上一时刻的位置有关,所以我们采用跟踪定位的方法来提高定位精度。随着对无线定位研究的兴起,卡尔曼滤波器被广泛应用于移动台的定位中[79]-[84]。

最小二乘(LS)算法,是对移动台进行估计所采用的最广泛的算法,该算法可应用于多种特征测量值的定位估计。

假设共测量了移动台 M 个特征测量值,特征测量值的残差方程为 $f_i(X)$ 。在没有任何有关的先验知识情况下,采用最小二乘算法,使残差误差平方和最小可以对移动台进行位置估计,即

$$\hat{X} = \arg \min \sum_{i=1}^M f_i^2(X) \quad (5-1)$$

如果已知各特征测量值误差的先验知识,可根据已知的先验知识设置一个加权因子 α_i 对残差方程进行加权最小二乘(WLS)估计,即为:

$$\hat{X} = \arg \min \sum_{i=1}^M \alpha_i^2 f_i^2(X) \quad (5-2)$$

假设移动台的位置坐标为(x,y)，各基站 BS_i 的位置坐标为(x_i,y_i)，TOA 定位法可将特征值转换为移动台到基站的距离，残差函数

$$f_i(X) = d_i - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \quad (5-3)$$

其中 d_i 为 MS 和第 i 个 BS 的测量距离。

对于 TDOA 定位法，假定 BS 位置坐标为(x₀,y₀)，各 TDOA 是以 BS 为参考测的，则残差函数

$$f_i(X) = d_{i0} - (\sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2}) \quad (5-4)$$

其中，d_{i0} 是测量距离差。

对于 AOA 定位法：

$$f_i(X) = \theta_i - \arg \tan \frac{y - y_i}{x - x_i} \quad (5-5)$$

其中 θ_i 为第 i 个 BS 的 AOA 测量值。

对于同一种特征测量值的残差方程组，采用最小二乘法或加权最小二乘法就能直接进行求解。但对于包括 TDOA、AOA、TOA 等多种特征测量值的不同类型残差方程组成的方程组，如何求解这种特殊形式的方程式组，则是混合定位技术需要解决的重要问题。

5.1.2 TDOA/AOA 定位模型

对于 TDOA 和 AOA 的混合定位问题，由于 TDOA 测量值和 AOA 测量值分别建立的是与 MS 位置有关的不同类型的方程，如何求解这种由不同类型方程组成的方程组，是各种 TDOA/AOA 混合定位算法需要解决的问题。Kalman 滤波算法是一种性能优良的定位算法；因此，我们将对该算法进行推广，将 TDOA 测量值与服务 BS 提供的 AOA 测量值相结合，实现 TDOA 和 AOA 的混合定位。

设 N 个观测站的坐标分别为(x₁,y₁,z₁)，(x₂,y₂,z₂)，…，(x_N,y_N,z_N)，设被定位对象的坐标为(x,y,z)，每个观测站均能获得到达时间 TOA 和到达角 AOA 的观测值。其中，到达角 AOA 用方位角 α、俯仰角 β 共同来描述。下面用公式描述这

些观测测量:

方位角:

$$\alpha_i = \arctan\left(\frac{y - y_i}{x - x_i}\right), i = 1, 2, \dots, N \quad (5-6)$$

俯仰角:

$$\beta_i = \arctan\left(\frac{z - z_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}\right), i = 1, 2, \dots, N \quad (5-7)$$

到达时间:

$$d_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2}, i = 1, 2, \dots, N \quad (5-8)$$

用向量的方式表示定位模型如下:

$$Y = h(X) + V \quad (5-9)$$

其中, $X = [x, y, z]^T$, $Y = [\alpha_1, \dots, \alpha_N, \beta_1, \dots, \beta_N, d_1, \dots, d_N]^T_{(3N)}$

$V = [v_{\alpha_1}, \dots, v_{\alpha_N}, v_{\beta_1}, \dots, v_{\beta_N}, v_{d_1}, \dots, v_{d_N}]^T_{(3N)}$ 。

5.1.3 扩展卡尔曼滤波定位模型

扩展卡尔曼滤波是一种线性最小方差估计, 算法具有递推性, 适用于对多维随机过程进行估计。

为了利用扩展卡尔曼滤波器, 必须用下面的模型进行描述:

$$\begin{cases} X(t_k) = \Phi(X(t_{k-1}), W(t_{k-1})) \\ Y(t_k) = H(X(t_k)) + V(t_{k+1}) \end{cases} \quad (5-10)$$

其中, 函数 f 由目标的运动规律确定, 函数 h 为前面描述的三维 TDOA/AOA 定位模型。

首先由运动规律确定目标的状态方程

$$X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \quad (5-11)$$

其中, $X_k = [x_k, y_k, z_k, v_{x,k}, v_{y,k}, v_{z,k}]^T$ 是 t_k 时刻的状态向量, (x_k, y_k, z_k) 是目标的位置坐标, $(v_{x,k}, v_{y,k}, v_{z,k})$ 代表目标的瞬时速度。

状态转移矩阵为 Φ ，噪声向量 $\mathbf{W}_k$ 的协方差矩阵为 $\mathbf{Q}$ ，它们的定义如下

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-12)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_u^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_u^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_u^2 \end{bmatrix} \quad (5-13)$$

其中， σ_u^2 是驱动噪声的方差，由它来弥补 Φ 矩阵描述运动规律的局限性，并适应于任何运动规律。 T 是采样时间间隔，也理解为计算机仿真的步长。

目标的观测方程定义如下

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (5-14)$$

其中 $\mathbf{Y}_k$ 是观测数据向量， $\mathbf{V}_k$ 是观测噪声， $\mathbf{V}_k$ 的协方差矩阵为 $\mathbf{R}$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_\alpha^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_\alpha^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_{\alpha_{N \times N}}^2 \end{bmatrix} & & \\ & \begin{bmatrix} \sigma_\beta^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_{\beta_{N \times N}}^2 \end{bmatrix} & \\ & & \begin{bmatrix} 2\sigma_d^2 & \sigma_d^2 & \cdots & \sigma_d^2 \\ \sigma_d^2 & 2\sigma_d^2 & \cdots & \sigma_d^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_d^2 & \sigma_d^2 & \cdots & 2\sigma_d^2 \end{bmatrix}_{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix}$$

假设各个观测站的观测误差相同，并且相互独立，则协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 写成这种形式。其中， σ_α^2 是方位角的观测误差， σ_β^2 是俯仰角的观测误差， σ_d^2 是形成 TDOA 观测量之前的 TOA 观测量的观测误差。

5.1.4 性能分析

为了检验扩展卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 算法在三维空间的性能，进行下面的仿真实验。

仿真实验条件如下：

(1)参与测量的基站数为 4 个；

(2)4 个基站的坐标分别为 $(0,0,0)$ ， $(1000,0,0)$ ， $(0,1000,0)$ ， $(1000,1000,0)$ ，单位：米。

(3)假设被定位对象匀速地从 A 点 $(100,500,300)$ 运动的 B 点 $(900,500,0)$ ，采样间隔时间为 1s。

(4)驱动噪声 $\sigma_u = 0.005$ ， $S_0 = [120, 470, 320, 0.5, 0.1, -0.4]^T$

仿真结果显示如下：

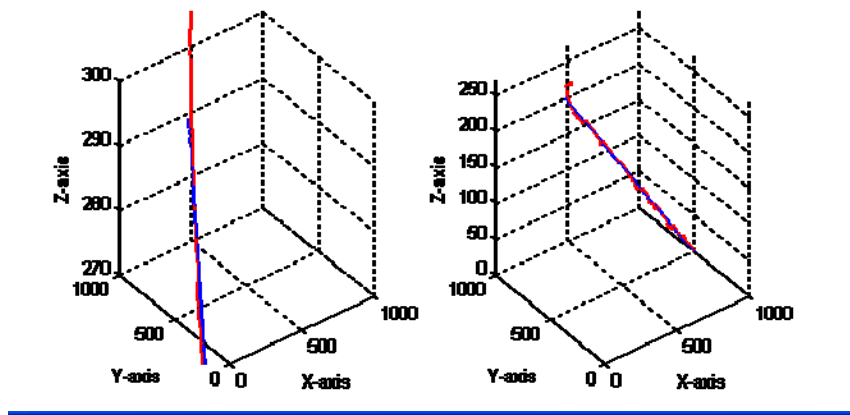


图 5-1-1 被定位节点的追踪轨迹

图 5-1-1 假设被定位节点从 A $(100,500, 300)$ 匀速移动到 B $(900,500,0)$ ，从图中跟踪轨迹可以看出估计轨迹跟实际在整个过程中基本吻合，说明该方法在三维空间中有较好的稳健性。

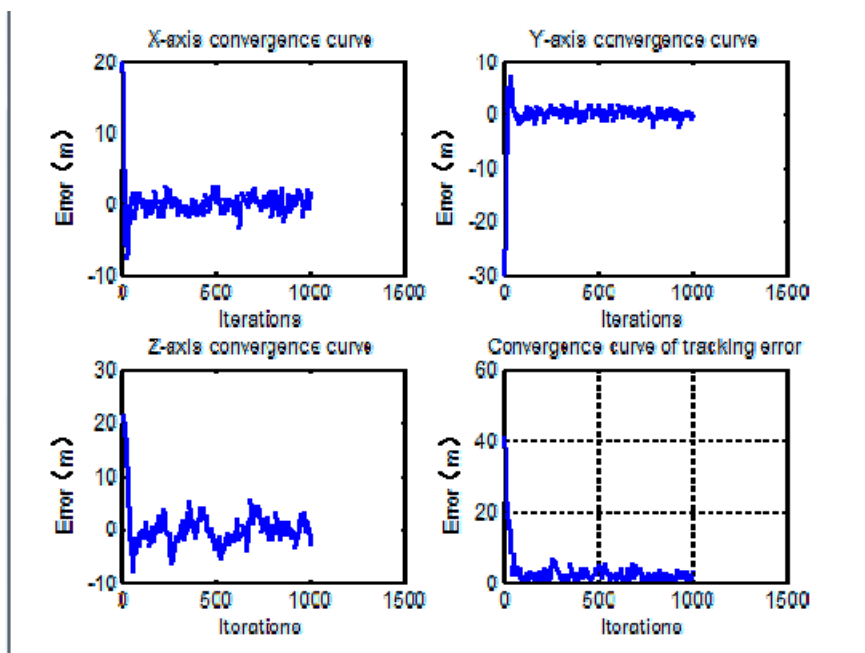


图 5-1-2 (a)–(c) 分别为 X, Y, Z 轴的误差收敛曲线

从图 5-1-2 可以看出，经过多次迭代在各轴上的误差都较小而且稳定，例如在第 4 个图中，当迭代次数为 10, Error=36.1719，但当次数为 55 时，误差就降为 5.2333m.之后的跟踪误差基本上就稳定在 5m.由此可得，该算法经过 50 次以上的迭代，误差较小，且具有较好的稳定性。

还有一个重要的参数为均方误差（MSE）下限，为任何无偏估计量的方差确定了一个下限,即不可能求得方差小于下限的无偏估计量,并且为比较无偏估计量的性能提供一个标准.

设 H_k 为 k 时刻 $h(S_k)$ 在级数展开点的雅可比矩阵，那么

$$H_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1(S_k)}{\partial \alpha} & \frac{\partial h_1(S_k)}{\partial \gamma} & \frac{\partial h_1(S_k)}{\partial \hat{z}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial h_2(S_k)}{\partial \alpha} & \frac{\partial h_2(S_k)}{\partial \gamma} & \frac{\partial h_2(S_k)}{\partial \hat{z}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial h_{N+1}(S_k)}{\partial \alpha} & \frac{\partial h_{N+1}(S_k)}{\partial \gamma} & \frac{\partial h_{N+1}(S_k)}{\partial \hat{z}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{S_k=S_{0k}} \quad (5-15)$$

其中，

$$H_{11} = \frac{y - y_i}{(x - x_i)^2 \left(1 + \frac{(y - y_i)^2}{(x - x_i)^2} \right)}$$

$$H_{12} = \frac{1}{(x - x_i)^2 \left(1 + \frac{(y - y_i)^2}{(x - x_i)^2} \right)}$$

$$\begin{aligned}
H_{21} &= \frac{-(z-z_i)(x-x_i)}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2)^{\frac{3}{2}} \left(1 + \frac{(z-z_i)^2}{x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2} \right)} \\
H_{22} &= \frac{-(z-z_i)(y-y_i)}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2)^{\frac{3}{2}} \left(1 + \frac{(z-z_i)^2}{x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2} \right)} \\
H_{23} &= \frac{1}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2)^{\frac{3}{2}} \left(1 + \frac{(z-z_i)^2}{x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2} \right)} \\
H_{31} &= \frac{x-x_i}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2+z^2-2zz_i+z_i^2)^{\frac{1}{2}}} \\
H_{32} &= \frac{y-y_i}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2+z^2-2zz_i+z_i^2)^{\frac{1}{2}}} \\
H_{33} &= \frac{z-z_i}{(x^2-2xx_i+x_i^2+y^2-2yy_i+y_i^2+z^2-2zz_i+z_i^2)^{\frac{1}{2}}}
\end{aligned}$$

则均方误差的理论下限的计算公式如下，记为 MSE_l ;

$$\Phi = [H^T Q^{-1} H] = \begin{bmatrix} \delta_1^2 & & & \\ & \delta_2^2 & & \\ & & \dots & \\ & & & \delta_N^2 \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

$$MSE_l = \delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_N^2 \quad (5-17)$$

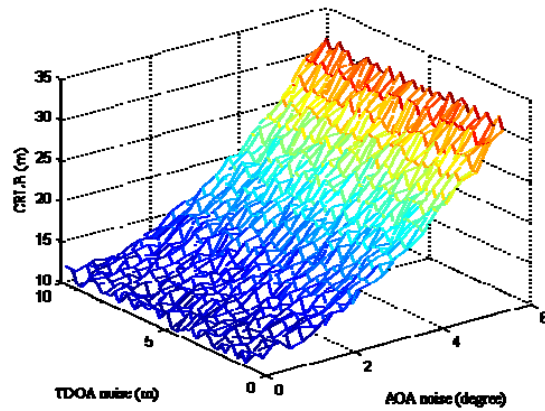


图 5-1-3 均方误差理论下限随 TDOA 和 AOA 的变换

X 轴表示 TDOA 噪声, Y 轴表示 AOA 噪声, Z 轴表示克拉美罗下限。图 5-1-3

中显示均方误差的理论下限是随着 TDOA 噪声和 AOA 噪声的增长而增长的。虽然曲线不是完全平滑，但总体是呈上升趋势的。

5.2 混合定位算法的实验

5.2.1 环境介绍

实验硬件连接示意图如图 5-2-1 所示，整个系统由 2-4 个定位基站、定位终端、以太网交换机、定位服务器组成。定位基站与定位服务器通过以太网交换机互联，实现 TCP/IP 通信，各定位基站之间保持良好的时间同步，通过时间同步电缆实现（实际应用中使用时超五类线实现）。定位终端根据其设置，按一定频率发射 UWB 脉冲，定位服务器根据不同定位基站接收到的来自定位终端的脉冲的时间差计算出定位终端的具体三维位置。

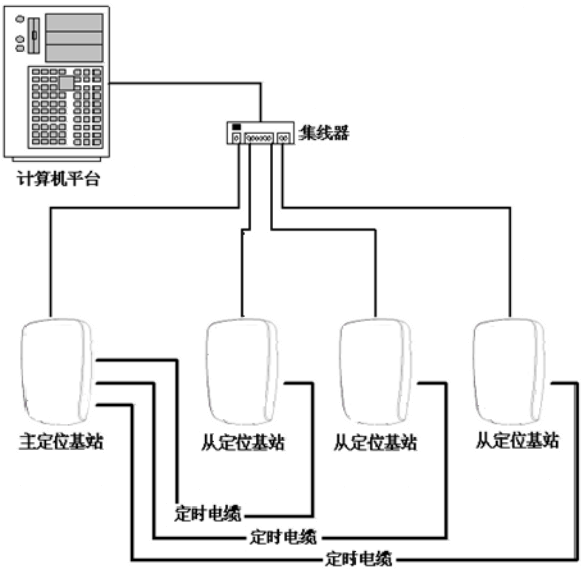


图 5-2-1 原理演示系统硬件连接示意图

5.2.2 3D 定位软件介绍

实验中，软件是采用 VS2008.net 以及 DirectX3D 开发完成，同时测量定位装置与数个参考基站之间的到达时间差和到达角度，二者相结合，从而可以根据参考基站的位置确定自身的三维空间位置、速度、运动路径等信息。

1、系统主界面

主界面（如图 5-2-2 所示）主要分为两个区域，上方：基站与监控；下方：定位辅助功能。

- 基站与监控：在该区域中用三维图形显示出当前的监控区域、参考基站的位置、定位标签的位置等。
- 定位辅助功能：在该区域中可以设定三维填充模式、显示基站状态、设定定位标签的属性、记录定位标签的运动轨迹、测量定位标签到基站的距离等。

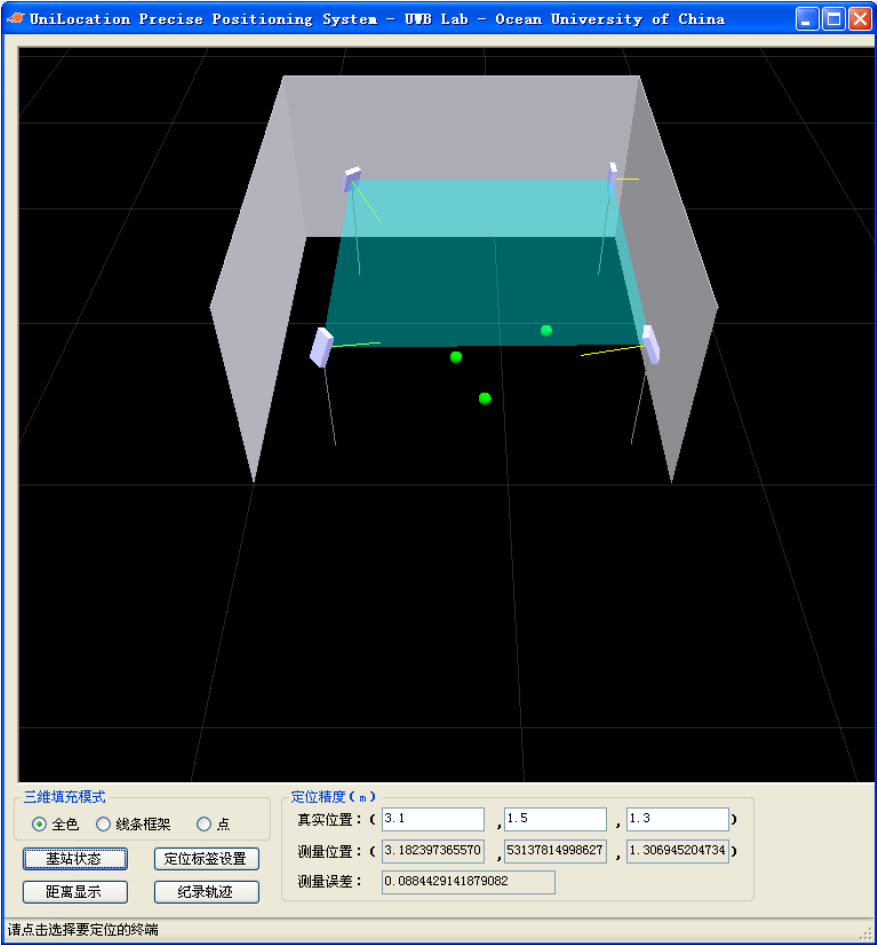


图 5-2-2 系统主界面

2、三维填充模式

用户可以根据需要设定监控区域的显示样式：全色、线条框架、点。用户可以在“三维填充模式”下的单选框中（如图 5-2-3 所示）设定。

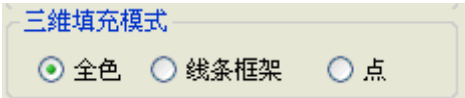


图 5-2-3 设定监控区域

设定后的效果如图 5-2-4~图 5-2-6 所示。

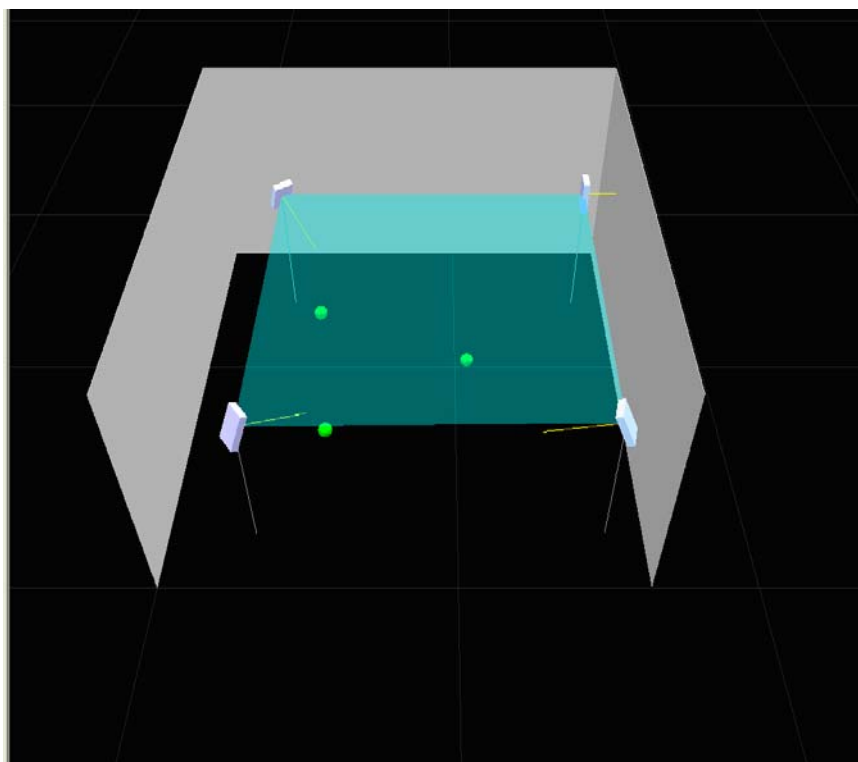


图 5-2-4 监控区域——“全色”模式

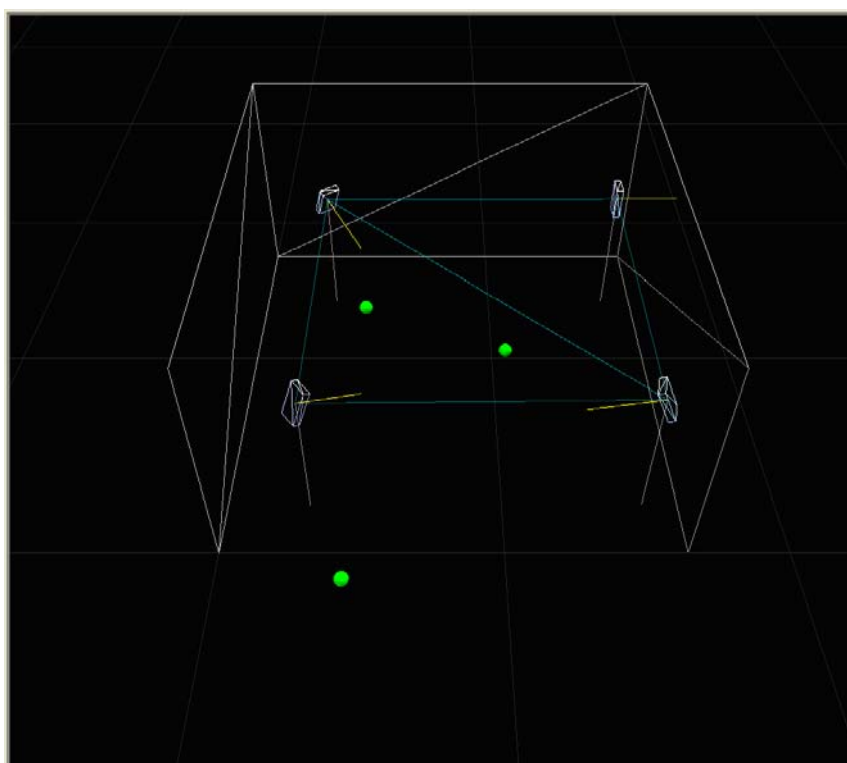


图 5-2-5 监控区域——“线条框架”模式

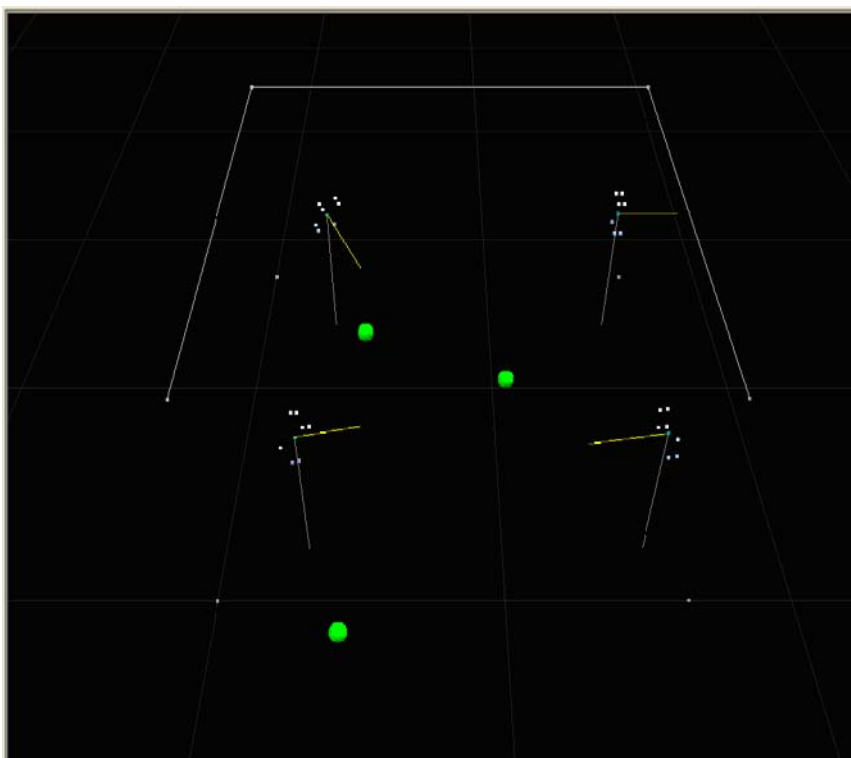


图 5-2-6 监控区域——“点”模式

3、距离显示

用户可以查看标签到每个参考基站、各个标签之间的距离。在“距离显示”下的单选框中（如图 5-2-7 所示）首先设定显示的是哪种距离，然后点击右侧的“确定”按钮。如果显示的是“到基站”的距离，则需要首先在左侧的“基站与区域”中用鼠标左键点击某个定位标签，然后再点击“确定”按钮。

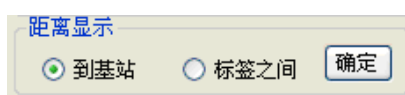


图 5-2-7 距离显示

如图 5-2-8 显示的是某个标签与四个参考基站的距离显示。



图 5-2-8 某个标签到四个参考基站的距离显示

4、定位精度的测量

在主界面下方的右侧可以进行定位精度的测量，可以对定位标签的真实位置、测量位置、以及测量误差进行显示。如图 5-2-9 所示：

定位精度 (m)

真实位置：(3.23 , 1.62 , 0.96)

测量位置：(3.269877672195 , 1.642007708549 , 1.003544569015)

测量误差： 0.0630134716629982

图 5-2-9 定位精度的测量

5、基站状态

用户可以点击按钮 **基站状态**，查看“定位基站”的状态。状态包括：编号、MAC 地址、所属区域、IP 地址、最后工作时间、状态标志等。

定位基站状态

编号	MAC 地址	所属区域	IP地址	状态标志
基站 0	00:11:CE:00:...	定位区域 1	192.168.0.199:0	DisableSleep, Master
基站 1	00:11:CE:00:...	定位区域 1	192.168.0.101:0	0
基站 2	00:11:CE:00:...	定位区域 1	192.168.0.200:0	0
基站 3	00:11:CE:00:...	定位区域 1	0.0.0.0:0	0

图 5-2-10 基站状态显示

6、定位标签设定

用户可以点击按钮 **定位标签设置**，对“定位标签”进行设定。包括：标签编号、更新频次高、更新频次低、速度限值等。在主界面中包括上、下两部分：上方是对某个定位标签进行设定；下方是对定位标签组进行设定。在上方或下方双击即可对已有的标签或标签组进行编辑。

标签设置

增加标签 增加标签组 删除标签 删除标签组 双击标签内容以编辑相关参数 退出

定位标签

标签编号	更新频次高	更新频次低	速度限值
020-000-004-193	30时隙更新一次	30时隙更新一次	1
020-000-004-246	60时隙更新一次	60时隙更新一次	1

定位标签组

从标签编号	到标签编号	更新频次高	更新频次低	速度限值
000-000-000-000	020-000-000-000	60时隙更新一次	60时隙更新一次	1

图 5-2-11 定位标签设定主界面

对定位标签进行设定：

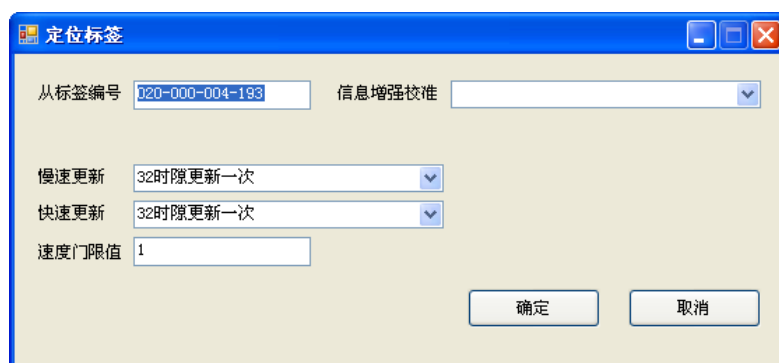
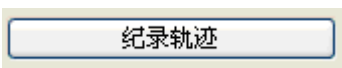


图 5-2-12 定位标签设定主界面

7、记录标签运动轨迹

用户可以点击按钮 ，对“定位标签”运动轨迹进行记录。

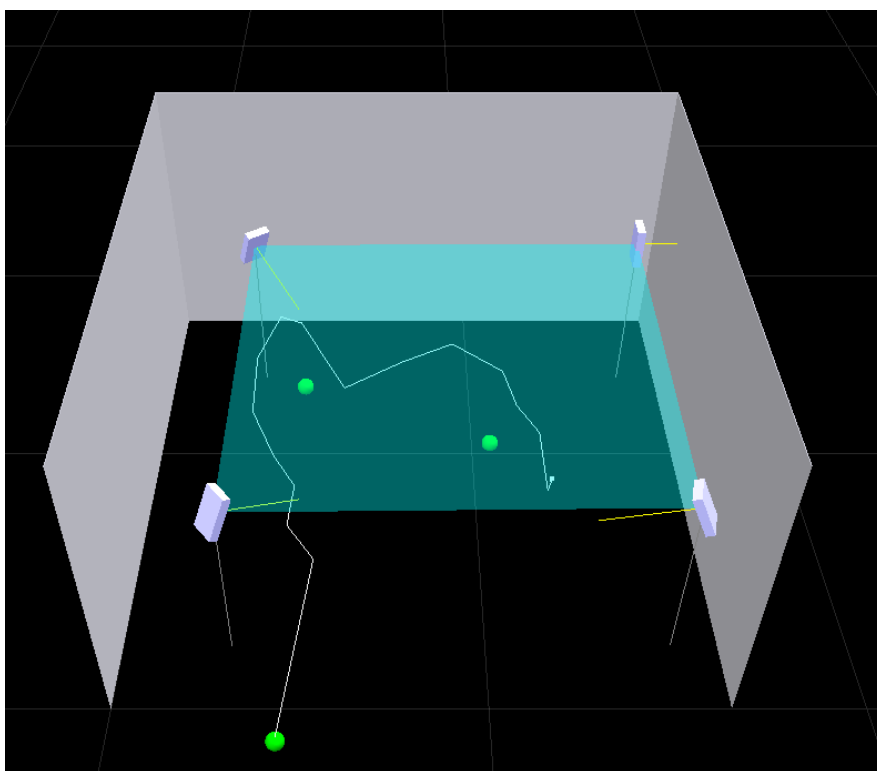


图 5-2-13 定位标签的运动轨迹

实验室内实验环境如图 5-2-14 所示：



图 5-2-14 实验室原理演示系统现场照片

5. 2. 3 TDOA/AOA 混合定位算法与 AOA 算法比较

在实验中,共架设了三个基站,坐标分别是: A(1.204, 0.842, 2.103)、B(6.055, 0.867, 2.142)、C (1.245, 5.548, 2.130), 单位为米。

选择三个当待测点分别为 M1 (2.65, 3.009, 1.694) , M2(5.403,2.663,1.154), M3(5.439,2.493,0.722)时。在本实验中,分别采用了 AOA 定位和 TDOA/AOA 混合定位算法。

表 5.1 为单一的 AOA 定位算法, 其测量结果为:

表 5.1 AOA 定位算法

序号	M1 (2.65, 3.009, 1.694)				M2(5.403,2.663,1.154)				M3(5.439,2.493,0.722)			
	误差	测量值			误差	测量值			误差	测量值		
		X	y	z		x	y	z		x	y	z
1	0.2862	2.5944	3.1949	1.4836	1.1922	4.2296	2.6477	1.3647	1.4007	4.1126	2.6039	1.1584
2	0.225	2.5765	3.0986	1.5011	1.187	4.2237	2.594	1.2697	1.3765	4.0865	2.4318	0.9704
3	0.2701	2.4828	3.1614	1.5464	1.1907	4.2308	2.5956	1.3522	1.3914	4.1303	2.5757	1.1873
4	0.2959	2.476	3.1441	1.4965	1.2004	4.2153	2.6183	1.3225	1.408	4.0977	2.596	1.1375
5	0.286	2.5547	3.1707	1.4782	1.1916	4.2256	2.6084	1.3286	1.3959	4.064	2.5323	0.9594
6	0.288	2.4767	3.1541	1.5155	1.197	4.2187	2.6003	1.3159	1.4042	4.1101	2.4863	1.1754
7	0.3037	2.5612	3.1941	1.4702	1.2042	4.2114	2.6344	1.3252	1.4147	4.0975	2.5885	1.1608
8	0.3022	2.4676	3.1639	1.5094	1.2039	4.2173	2.6532	1.3621	1.414	4.0857	2.6026	1.117
9	0.2888	2.4616	3.1389	1.5179	1.1995	4.2224	2.6008	1.3572	1.4048	4.1033	2.5968	1.1449
10	0.2942	2.4617	3.1228	1.4986	1.2002	4.2212	2.5912	1.3505	1.407	4.0952	2.6219	1.1185

11	0.2964	2.4612	3.1514	1.5154	1.2006	4.2247	2.583	1.3698	1.409	4.0993	2.5966	1.1458
12	0.2969	2.464	3.1342	1.4993	1.2014	4.2162	2.5958	1.3279	1.4101	4.1003	2.6053	1.1505
13	0.2984	2.4561	3.1611	1.5258	1.2015	4.2187	2.6005	1.3469	1.4101	4.0972	2.6227	1.1354
14	0.2236	2.5861	3.1223	1.5122	1.1848	4.2347	2.595	1.3391	1.3532	4.1618	2.7014	1.1176
15	0.299	2.4561	3.1519	1.5169	1.2023	4.2145	2.5994	1.3247	1.4112	4.0932	2.6065	1.1311
16	0.2984	2.438	3.1447	1.5337	1.2022	4.2107	2.6177	1.3012	1.4105	4.0946	2.5965	1.136
17	0.2993	2.4789	3.1305	1.4806	1.2025	4.2182	2.5915	1.3467	1.4113	4.0884	2.5665	1.1246
18	0.2994	2.4882	3.1744	1.5039	1.2029	4.2164	2.6262	1.3476	1.4114	4.1065	2.6229	1.1689
19	0.3003	2.508	3.161	1.4775	1.2033	4.2082	2.6002	1.2815	1.4128	4.0975	2.6053	1.1507
20	0.304	2.4915	3.1846	1.5031	1.2052	4.2154	2.6046	1.3509	1.4148	4.0892	2.6058	1.1304
平均值	0.2878	2.4971	3.1530	1.5043	1.1987	4.2197	2.6079	1.3342	1.4036	4.1005	2.5883	1.1260

从上表中可以看出，M1 平均误差为 0.2878 米,是三个定位误差中最小的，因为 M1 点比其他两个节点更靠近定位基站的中心，M2 和 M3 距离中心较远，所以误差都比较大，平均误差分别为 1.1987 米和 1.4036 米，都属于较差的情况。总之，二个基站定位结果并不理想，误差较大。

表 5.2 是采用了本章中介绍的 TDOA/AOA 混合定位算法，具体测量结果如表所示：

表 5.2 TDOA/AOA 混合定位算法

序号	M1 (2.65, 3.009, 1.694)				M2(5.403,2.663,1.154)				M3(5.439,2.493,0.722)			
	误差	测量值			误差	测量值			误差	测量值		
		X	y	z		x	y	z		x	y	z
1	0.0297	2.6715	2.9971	1.7107	0.0831	5.3216	2.6668	1.1705	0.0976	5.3528	2.459	0.6914
2	0.0288	2.6707	3.0074	1.7139	0.0819	5.326	2.6612	1.1819	0.0932	5.4213	2.4015	0.7208
3	0.0065	2.6548	3.0122	1.6971	0.0640	5.3392	2.6588	1.1519	0.0730	5.375	2.4606	0.7082
4	0.0178	2.6657	3.0008	1.6959	0.0740	5.3412	2.6499	1.1925	0.0813	5.372	2.4545	0.6966
5	0.0301	2.6717	2.995	1.7094	0.0849	5.3181	2.6625	1.1536	0.0982	5.349	2.4574	0.7052
6	0.0292	2.6708	3.0192	1.7117	0.0827	5.324	2.6639	1.1783	0.0959	5.3534	2.4612	0.6926
7	0.0201	2.6658	3.0036	1.7051	0.0743	5.3489	2.6982	1.1172	0.0824	5.3731	2.455	0.6904
8	0.0247	2.6676	3.0122	1.7111	0.0754	5.3282	2.6725	1.1556	0.0847	5.3573	2.4708	0.7236
9	0.0150	2.6607	3.0143	1.7031	0.0703	5.3426	2.6526	1.1885	0.0740	5.3764	2.46	0.7004
10	0.0249	2.6677	3.0148	1.7106	0.0768	5.3418	2.6426	1.1956	0.0848	5.3667	2.4504	0.7095
11	0.0260	2.6689	2.9973	1.7074	0.0774	5.337	2.6526	1.193	0.0856	5.3661	2.4492	0.7119
12	0.0122	2.6608	3.0042	1.6969	0.0704	5.3374	2.6744	1.1768	0.0785	5.3746	2.4563	0.6961
13	0.0226	2.6693	3.0043	1.7048	0.0795	5.3277	2.6694	1.1788	0.0883	5.3552	2.4668	0.7129
14	0.0175	2.6673	3.0068	1.6957	0.0754	5.3389	2.6545	1.1928	0.0831	5.3669	2.4517	0.7189
15	0.0212	2.6651	3.0161	1.7071	0.0704	5.3384	2.6809	1.1755	0.0791	5.4408	2.4164	0.7022
16	0.0279	2.6699	3.0107	1.7135	0.0800	5.3234	2.6692	1.1494	0.0883	5.3628	2.4484	0.7234
17	0.0280	2.6701	3.0099	1.7135	0.0807	5.3302	2.6906	1.1754	0.0910	5.3533	2.464	0.7124
18	0.0296	2.6711	2.9911	1.7046	0.0828	5.3263	2.6614	1.1851	0.0963	5.3506	2.4603	0.7023

19	0.0300	2.6713	2.9933	1.7082	0.0831	5.3303	2.6381	1.1855	0.0965	5.4358	2.4543	0.6337
20	0.0306	2.6716	2.9918	1.7071	0.0835	5.3246	2.6602	1.1826	0.0979	5.3477	2.4582	0.7162
平均值	0.0236	2.6676	3.0051	1.7064	0.0775	5.3323	2.6640	1.1740	0.0875	5.3725	2.4528	0.7034

上述测量结果，TDOA/AOA 混合定位算法比单一的 AOA 定位算法在定位精度上有了明显的提高，都可以达到厘米级。跟表 5.1 一样的道理，M1 还是由于居于三个基站中间，所以定位精度最好，可以达到 2cm 左右的定位精度，平均值为 2.12cm，即使是位置比较远的 M8 点也达到了 8cm 左右的精度，平均值为 8.6cm。

总之，TDOA/AOA 混合定位算法比 AOA 定位算法在定位精度上提高了一个数量级，更具有实用性。

6 基于天线阵列的单基站定位算法

本文采用了一种基于天线阵列的单基站高精度 UWB 定位系统,使用测量参考基站天线阵列接收到的脉冲信号幅度代替以往的微小时间差,结合各天线的波束方向图来精确计算信号的到达角度,从而获得定位标签的精确位置。实验中对超宽带脉冲发生器进行改进,解决了输出波形严重拖尾问题。最后建立函数 $\beta(\alpha)$ 消除信号幅度衰减的因素对定位精度的影响。本章中主要介绍了基于天线阵列的单参考基站 AOA 定位算法的理论基础及该算法的实验室验证方法。

6.1 单基站定位的理论简介

使用配置天线阵列的单个基站同时测量定位标签与基站之间的距离和标签所发射脉冲到达基站的到达角度,从而获得标签的三维位置[89-94]。其中基站与标签之间的距离测量与传统的系统一样,通过测量脉冲信号的到达时间(TOA)获得脉冲从基站到标签,再从标签反射回基站的时间,加上基站与标签内部电路处理时间所用的总时长,从而确定标签与基站之间的距离。其中内部电路处理时间可以通过经验测量校准获得。标签所发射脉冲到达基站的到达角度则是影响定位精度的主要因素。

目前测量 AOA 的主要手段依然是使用雷达定位系统,通过测量脉冲信号到达两个不同天线之间的时间差计算实现的,由于每一对天线都分开很小的角度,使得天线间的距离很小,因此测得的 AOA 精度误差较大,相应的定位精度误差也很大,同时还由于传统系统对时钟精度要求非常高,增加了安装部署方面的困难。基于天线阵列的单基站定位系统不同于以前的雷达定位系统,该 UWB 定位系统中使用多对天线,每一对都是大角度分开,减小了 AOA 精度误差,提高了定位精确度。同时该系统在实现了原计划的 TOA、AOA 定位的基础上,使用了基于天线阵列的单参考基站高精度 UWB 定位方法,还克服了多基站系统在安装部署方面的局限性。

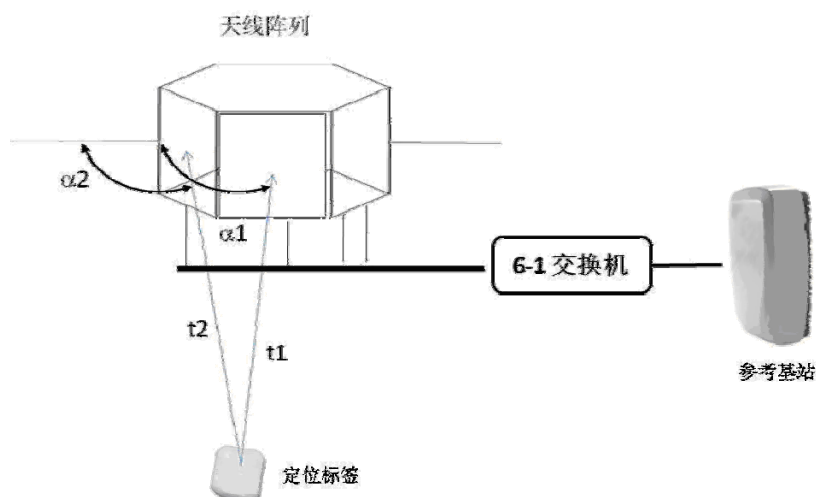


图 6-1-1 基于天线阵列的单基站超宽带无线定位方法示意图

参考基站将由天线阵列、射频交换器、射频模块、基带模块、及 CPU 组成，如图 6-1-1 所示，使用一个由 6 面 60° 扇面天线组成的基站天线阵列覆盖 360° 空间，天线阵列通过 6 到 1 的射频交换相连至参考基站。每个天线的-3dB 带宽为 60°，且波束图形相互部分重叠，示意图如下：

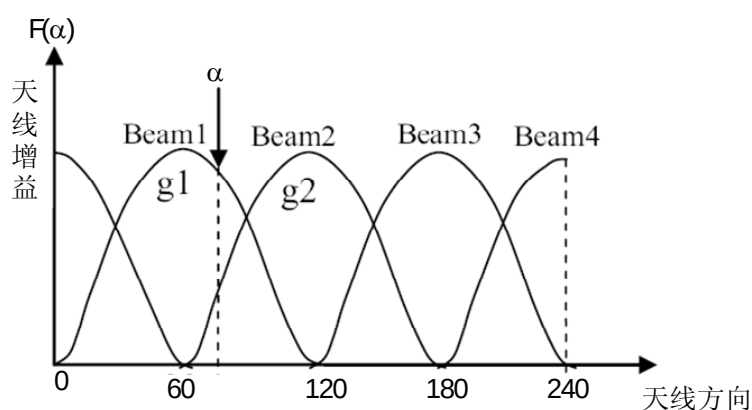


图 6-1-2 基于天线阵列的单基站超宽带无线定位方法波束示意图

对于来自 α 方向定位标签所发射的 UWB 脉冲，假设其落在天线 1 与天线 2 的覆盖范围之内，该脉冲至天线 1 与天线 2 的距离 d_1 、 d_2 可以由其传输时间 t_1 、 t_2 乘以电磁波传输速度得到，即 $d_1 = t_1 \times c$ ， $d_2 = t_2 \times c$ ，其中 c 为光速。假设该脉冲的幅度为 A ，自由空间传输衰减指数为 2，则天线 1 与天线 2 所接收到的脉冲幅度 A_1 、 A_2 可计算如下：

$$A_1 = \frac{AF_1(\alpha)}{\sqrt{PL(d_1^2)}} \quad (6-1)$$

$$A_2 = \frac{AF_2(\alpha)}{\sqrt{PL(d_2^2)}} \quad (6-2)$$

其中，PL 为 UWB 脉冲信号强度的自由空间传输损耗，其 dB 值由

$PL(dB) = 10 \log \frac{(4\pi d)^2}{\lambda}$ 给出。因此，如果测量到天线 1 与 2 接收到的 UWB 定位脉冲的脉冲幅度，则可以准确反演出脉冲到达的角度（AOA）。

参考基站与标签之间的通信帧结构如下：

表 6.1 参考基站与标签之间的通信帧结构

同步脉冲头	时间标签	标签系列号	测距脉冲序列	DOA 脉冲序列	通信信息数据
-------	------	-------	--------	----------	--------

参考基站首先广播同步脉冲头，所有其工作范围内的标签将捕获同步，并接收到时间标签和标签系列号，若标签系列号与接收到的相同，则该标签将继续接收测距脉冲信号并通过内部处理后发射回基站，基站则接收发射的脉冲并测量传输所用时长从而计算基站与标签之间的距离。然后标签将持续按固定速率发送 DOA 脉冲序列，而基站保持在接收状态，通过射频交换器依次接收各个天线上接收到的脉冲信号，并通过 A/D 转换测得其幅度，供 CPU 估算脉冲到达角度。最后是通信脉冲序列。

通过以上方法，使用脉冲幅度的测量替代了以往脉冲到达微量时间差的测量，可以避免因使用微量时间差的测量来计算信号到达角度所需要的高精度时钟，从而简化了基站的设备要求，同时因为幅度的测量比较简单且精度较高，亦可提高系统的定位精度。

6.2 硬件电路 UWB 脉冲信号发生器设计与制作

UWB 发射机部分可以不包含功率放大器，替代它的是一个脉冲发生器，它根据要求产生时间宽度极短的窄脉冲直接激励超宽带天线进行辐射。脉冲发生器在超宽带无线通信系统中占据着极其重要的地位，是 UWB 系统中独特的关键部件之一。UWB 通信系统的超宽带特性直接与脉冲发生器的脉冲形状相关，显然，脉冲的持续时间越短，脉冲所占据的带宽就越宽。

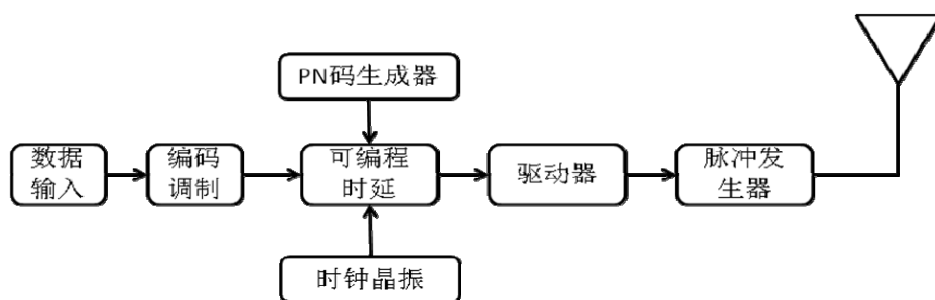


图 6-2-1 UWB 发射机结构

6.2.1. 超宽带窄脉冲信号的产生

超宽带脉冲发生器的硬件实现大体上可以分为两类：一类是采用集成电路设计，通常应用于低功率系统；另一类是利用现有半导体器件实现。本文中使用的脉冲发生器为后者。

首先给出传统的采用雪崩三极管的脉冲发生器。

1 雪崩效应

晶体管输出有四个方面的特性：饱和态，线性区，截止区和雪崩区。在雪崩区内，由于载荷子的倍增效应，集电极电流（ I_C ）随着集电极电压（ U_{CE} ）和基极电流（ I_B ）急剧变化。当集电极电压很高时，因为电场的作用力，载荷子获得显著的能量。这些载荷子相互碰撞，在电场的作用下碰撞加剧，产生了新的电子—空穴对。这个过程不断重复着导致集电极电流迅速增加，而产生晶体管雪崩效应。图 6-2-2 阐明了晶体管输出特性。

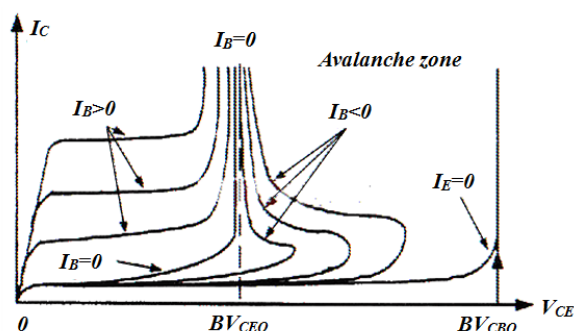


图 6-2-2 晶体管雪崩输出特性

2 传统脉冲发生器

图 6-2-3 显示了一个简化的传统 UWB 脉冲发生器电路图。在触发信号到达之前，在截至区晶体管基极反向偏压。由于集电极和射极之间的强电场，存储电容器（C2）充电。在稳态下，电容电压接近于 VCC。随着足够大的触发信号的到来，

晶体管(Q)的状态向不稳定的雪崩区移动,有负阻抗特性。接着Q被击穿。电容(C2)通过晶体管Q和负载电阻(RL)放电。因此,在RL两端得到一个极其窄的准高斯脉冲。

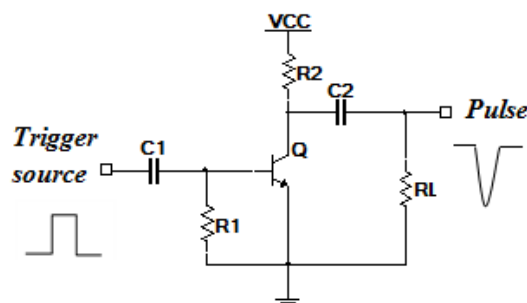


图 6-2-3 传统的 UWB 脉冲发生器电路

通过雪崩管的级联,使加在各级雪崩管集电极的电压递减。而集电极的增大可以使雪崩管的导通内阻减小,从而缩短脉冲的上升时间。其次,基级注入电流会随之增大,上升也将减小。雪崩管的级联结构相当于对各级的输出脉冲的乘积,这样也会使脉冲的上升时间得到进一步减小。关键之处在于要解决好雪崩管触发的同时性问题。由于要求脉冲很窄,如果雪崩管不能很好地同时触发,反而会增加输出脉冲的宽度[95]。

6.2.2 电路设计

基于晶体管的雪崩效应,本文在传统超宽带脉冲发生器的基础上提出了如图 6-2-4 所示的一种改进脉冲产生电路[96, 97, 98]。设计电路利用传统超宽带脉冲产生电路作为前级触发驱动,相当于得到一个接近理想的冲激源,整个脉冲产生电路的输出脉冲宽度就会变窄,频带变宽,有助于通信系统性能的提高。此外,在晶体管集电极串联电感,在储能电容放电完毕时,电流按指数规律增大,可以加快整个电路的恢复时间,并且当储能电容充电接近电源电压时,电感释放电能,在较低的电源电压下可以产生较大的输出 UWB 脉冲幅度。

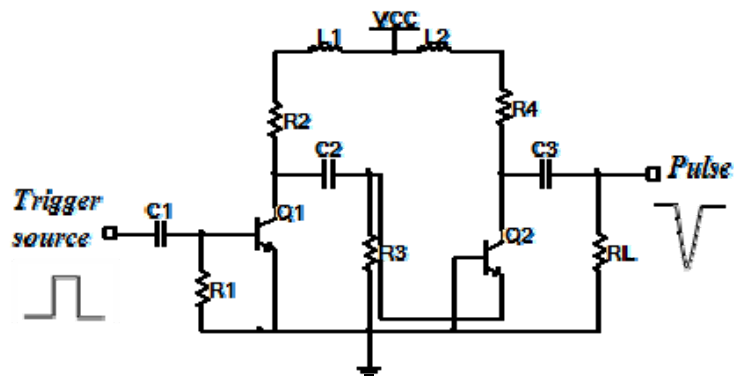


图 6-2-4 改进的脉冲产生电路原理图

改进的超宽带脉冲产生电路由两部分组成，第一部分是触发源的优化电路，第二部分是基于晶体管的雪崩效应的脉冲产生电路。在输入脉冲到来时，经过 RC 微分电路、晶体管 Q1 雪崩在 R3 上形成负极性窄脉冲，由于晶体管 Q2 的触发脉冲必须是正极性的，所以电路中将晶体管 Q2 的基极和发射极反接，这样，当电路第一部分产生的负极性窄脉冲到来时，才可以使 Q2 进入雪崩状态，储能电容 C3 迅速放电，在负载电阻 RL 上形成极窄脉冲。

6.2.3 仿真结果

用 Multisim10.0 仿真，输入脉冲波形均选取频率为 100MHz，幅值为 5V，占空比为 50%、TTL 电平标准脉冲，分别对改进后的脉冲产生电路和传统脉冲产生电路进行仿真，得到相应的输出脉冲波形如图 6-2-5 所示。

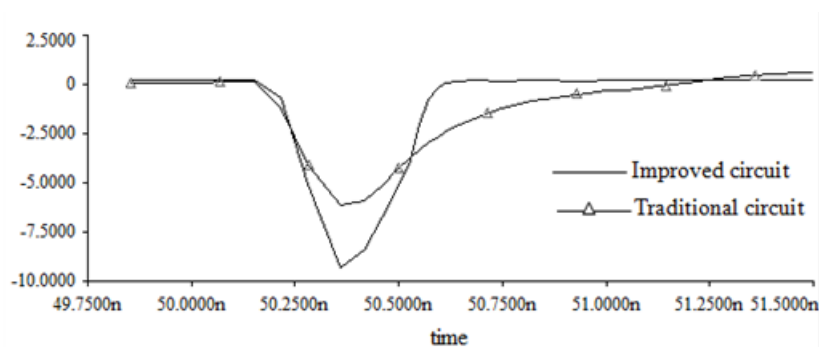


图 6-2-5 仿真输出脉冲波形对比

改进电路输出仿真波形：脉冲宽度约为 243.665ps，上升时间约为 116.956ps，下降时间约为 146.199ps，脉冲幅度约为-9.096V；

传统电路输出仿真波形：脉冲宽度约为 292.398ps，上升时间约为

214.425ps, 下降时间约为 458.09ps, 脉冲幅度约为-6.372V。

与传统电路产生的脉冲波形相比,改进电路很好地解决了输出波形严重拖尾问题,得到了较为理想的波形,具有较大的幅度,较窄的脉冲宽度和上升时间,良好的对称性,与基本高斯脉冲波形吻合较好。且由仿真可得,传统超宽带脉冲产生电路输出脉冲频谱 10dB 带宽约为 2.4GHz,而改进之后的电路输出脉冲频谱 10dB 宽度增至约 3.6GHz。

6.2.4 电路实测

根据高频电路的 PCB 设计要求,PCB 尺寸为 $2\text{cm} \times 2\text{cm}$,电源线宽 40mil,信号线宽 20mil。所有的元器件均使用表贴封装,且选取介电常数好的聚四氟乙烯板材[99]。本模块设计的新型超宽带脉冲产生电路板实现如图 6-2-6。



图 6-2-6 脉冲产生电路实际制作

电路的输入触发脉冲采用标准 TTL 电平,实测频率为 20MHz。使用 Agilent 公司的示波器 DS081204A 观察输出脉冲,其实时带宽为 12GHz,最大采样率为 40GSa/s。得到输出脉冲波形如图 6-2-7 所示。

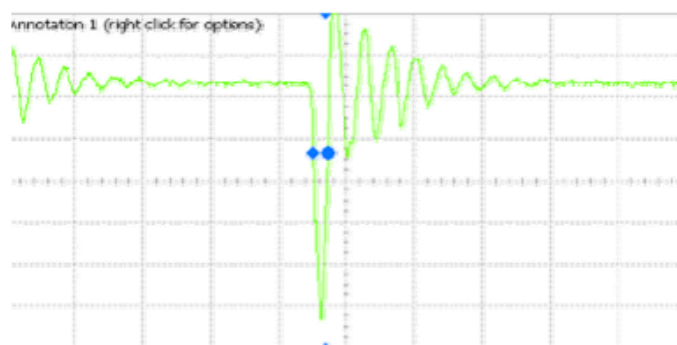


图 6-2-7 电路输出脉冲波形实测

图 6-2-7 中的脉冲参数:脉冲幅度-7.324V,上升时间 90.53ps,下降时间

73.53ps, 10dB 带宽约为 2.2GHz。实测波形的脉宽与幅度都与仿真波形基本吻合, 信号带宽也满足超宽带信号的定义, 具有实用价值。

电路的输入触发脉冲采用标准 TTL 电平, 实测频率为 20MHz。使用 Agilent 公司的示波器 DS081204A 观察输出脉冲, 其实时带宽为 12GHz, 最大采样率为 40GSa/s。图 6-2-6(1)中的发射脉冲参数: 脉冲幅度-7.324V, 上升时间 90.53ps, 下降时间 73.53ps, 10dB 带宽约为 2.2GHz。同时图 6-2-8(2)中接收到的脉冲幅度为-3.155v

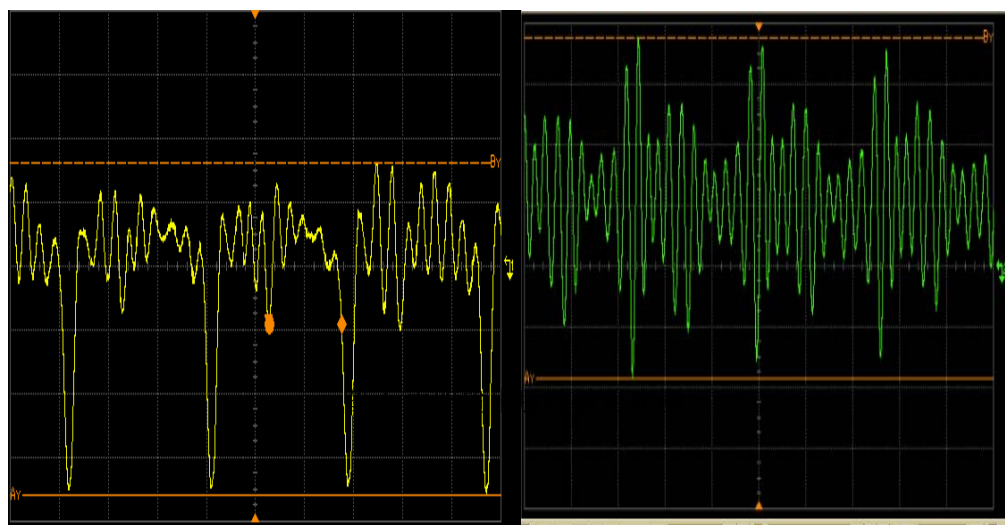


图 6-2-8 (1) 发射脉冲的波形

图 6-2-8 (2) 接收脉冲波形

从上图中, 可以得到接受脉冲和发射脉冲的幅度, 且天线方向图已知, 为图 6-3-1 中所示。由上述已知的条件, 从而可求得 AOA, 经在实验室中多次实验测试得到, 定位算法可行。

6.3 天线方向图

6.3.1 天线辐射方向图定义

天线的辐射方向图 $F(\theta, \phi)$ (或简称为方向图) 给出了天线发射时离天线固定距离上的辐射随角度的变化。距离天线 r 处的功率密度为 S 。一个天线本身为一个空间放大器, 其方向性则表示一个天线的辐射功率密度的峰值, 比辐射功率围绕天线均匀分布的功率密度大多少[100]。

归一化幅度方向图函数:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E(\theta, \varphi)}{E(\theta, \varphi)|_{\max}} \quad (6-3)$$

归一化功率方向图函数:

$$p(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E^2(\theta, \varphi)|_{\max}} \quad (6-4)$$

习惯上, 方向图函数常用 dB 表示, 定义为

归一化幅度方向图函数(dB):

$$F(\text{dB}) = 20 \lg[F(\theta, \varphi)] \quad (6-5)$$

6.3.2 天线方向图测量方法

用于测量天线辐射特性的设施称为天线测试场[101, 102]:

(1)远场测试场, 其源天线远离测试天线, 从而给出高架测试场或倾斜测试场, 优点是廉价, 但是需要不动产, 可能需要高塔和户外气候。

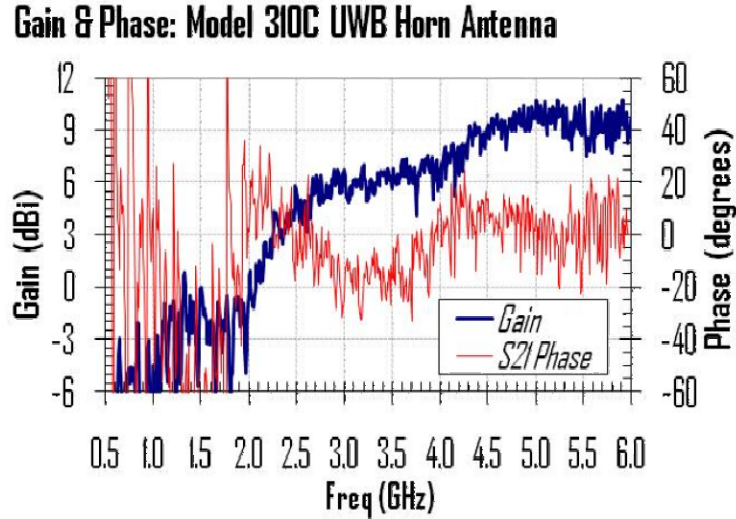
(2)紧凑型测试场。测试天线由大的反射器的准直线近场照射。优点是小空间, 但是需要大反射器。

(3)近场测试场。测试天线的近场幅度和相位, 来计算远场。优点是需非常小的空间, 但是需要准确的探头位置和准确的幅度、相位。

(4)地面反射测试场。源天线和测试天线之间的地面是反射性的, 增强与直射干涉的非直射, 给予测试天线平滑照射。优点是低测试塔, 在低频操作好, 缺点是户外气候。

6.3.3 散射矩阵 S 参数的介绍

天线方向图可形象地说明天线在不同方向角下的辐射状况。通常取过三维方向图轴线的一个剖面来表示主极化平面上的方向性。天线的 E 面、H 面方向图还常用横坐标为角度, 纵坐标为幅度分贝值或者功率分贝值, 用直角平面图形来表示, 如图 6-3-1 所示。



6-3-1 天线波形图

在上图中出现的 S21，其实为散射矩阵 S 参数中的一个值。S 参数有幅值的 S 参数和相位的 S 参数。一般地说，幅值测量是以 dB 表示，相位是以角度表示。

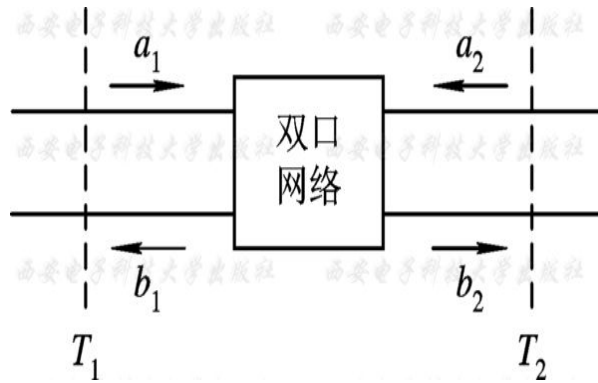


图 6-3-2 双端口网络

如上图所示，定义 a_i 为入射波电压的归一化值 u_i^+ ，其有效值的平方等于入射波功率；定义 b_i 为反射波电压的归一化值 u_i^- ，其有效值的平方等于反射波功率。即：

$$\left. \begin{aligned} a_i &= u_i^+ \\ P_{in_i} &= \frac{1}{2} |u_i^+|^2 = \frac{1}{2} |a_i|^2 \\ b_i &= u_i^- \\ P_{r_i} &= \frac{1}{2} |u_i^-|^2 = \frac{1}{2} |b_i|^2 \end{aligned} \right\} \quad (6-6)$$

这样端口 1 的归一化电压和归一化电流可表示为

$$u_1 = a_1 + b_1 \quad (6-7)$$

$$i_1 = a_1 - b_1 \quad (6-8)$$

于是

$$a_1 = \frac{1}{2}(u_1 + i_1) = \frac{1}{2} \left[\frac{U_1}{\sqrt{Z_{e1}}} + I_1 \sqrt{Z_{e1}} \right] = \frac{U_1 + I_1 Z_{e1}}{2\sqrt{Z_{e1}}} \quad (6-9)$$

$$b_1 = \frac{1}{2}(u_1 - i_1) = \frac{1}{2} \left[\frac{U_1}{\sqrt{Z_{e1}}} - I_1 \sqrt{Z_{e1}} \right] = \frac{U_1 - I_1 Z_{e1}}{2\sqrt{Z_{e1}}} \quad (6-10)$$

同理可得：

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \frac{U_2 + I_2 Z_{e2}}{2\sqrt{Z_{e2}}} \\ b_2 &= \frac{U_2 - I_2 Z_{e2}}{2\sqrt{Z_{e2}}} \end{aligned} \right\} \quad (6-11)$$

对于线性网络，归一化入射波和归一化反射波之间是线性关系，故有线性方程：

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (6-12)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (6-13)$$

或简写为：

$$[b] = [S][a] \quad (6-14)$$

式中， $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ 称为双端口网络的散射矩阵，简称为 [S] 矩阵，它的各参数的意义如下：

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$ 表示端口 2 匹配时，端口 1 的反射系数，通常被称为回波损耗 (return loss)。

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$ 表示端口 1 匹配时，端口 2 的反射系数

$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$ 表示端口 1 匹配时，端口 2 到端口 1 的反向传输系数

$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ 表示端口 2 匹配时, 端口 1 到端口 2 的正向传输系数, 通常被称为插入损耗(insert loss)

可见, [S] 矩阵的各参数是建立在端口接匹配负载基础上的反射系数或传输系数。这样利用网络输入输出端口的参考面上接匹配负载即可测得散射矩阵的各个参量。

6.4 改进的实验结果

不同于以前的雷达定位系统, 使用的每一对天线都分开很小的角度, 在该 UWB 定位系统中使用多对天线, 每一对都是大角度分开。虽然每对天线大的分开角度将会降低角度测量的精度, 但是覆盖整个 360° 空间的天线对的数量可以大大减小。因此这个费用也就会降低, 天线阵列的尺寸也会减小。而且非常高的定位精度在 UWB 定位中也是不需要的[101-108]。

通过比较 $F(\alpha)$ 值可以判断出 UWB 脉冲的天线范围。如果脉冲是落在天线 1 和 2 之间, 那么 $F_1(\alpha)+F_2(\alpha)$ 是临近天线对中最大的。例如, 比 $F_2(\theta)+F_3(\theta)$ 的值要大, 由此就可以判断信号角度的方向。



图 6-4-1 Model 310C 天线阵列

实验室内实验环境如图 6-4-2 所示:



图 6-4-2 实验室原理演示系统现场照片

在实际应用中，由于基站天线与标签的距离应远大于天线的间隔，我们可以认为 $d_1 \approx d_2$ ，我们可以进一步定义

$$\beta(\alpha) = \frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} = \frac{\frac{AF_1(\alpha)}{\sqrt{PL(d_1^2)}} - \frac{AF_2(\alpha)}{\sqrt{PL(d_2^2)}}}{\frac{AF_1(\alpha)}{\sqrt{PL(d_1^2)}} + \frac{AF_2(\alpha)}{\sqrt{PL(d_2^2)}}} = \frac{F_1(\alpha) - F_2(\alpha)}{F_1(\alpha) + F_2(\alpha)} \quad (6-15)$$

元素 $F_1(\alpha) + F_2(\alpha)$ 消除了 $F_1(\alpha) - F_2(\alpha)$ 对信号强度的依赖，从而可以消除信号幅度衰减的因素。而在实际应用中， β 的曲线是可以提前测得然后存储起来的。当在运行过程中测得一个 $\beta(\alpha)$ 的值，可以到预先存储的表当中查询，得到 α 的值。

为了中和定位的复杂性和准确性，通常需要 4 到 10 个天线单元来覆盖整个 360° 圆周[109, 110]，本文选择了六个天线单元。其实，在实际应用中，如果要用的角度范围更小一些（例如 180° ，而不是 360° ），那需要的天线可以更少一些。

图 6-4-3 为仿真实验结果：

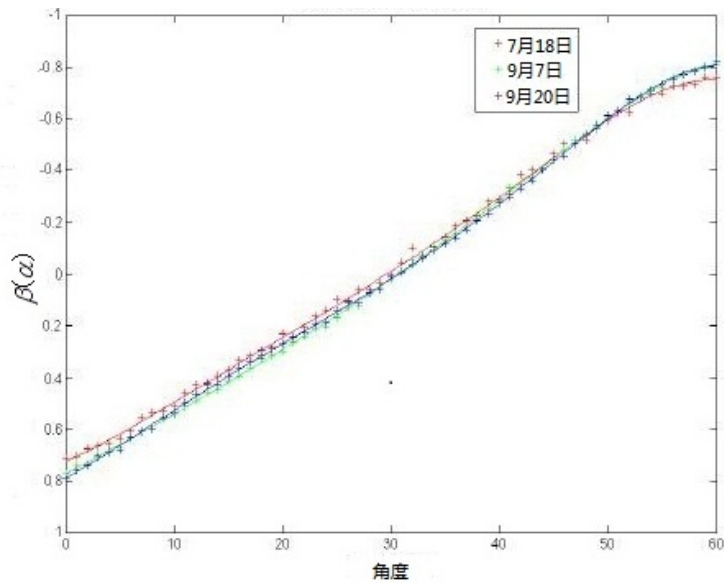


图 6-4-3 仿真实验结果

图 6-4-3 中表示了不同的几次测试得到的每对天线的 $\beta(\alpha)$ 的值。在相对较好的测量条件下，由于电路的稳定性，该曲线在不同的时间里，变化不是很大。

在室内环境中对定位模型进行测试，该系统能够在超过 10 米的范围工作。在大多数的情况下，测距误差小于 2cm 和方位误差小于 1 度。通信数据传输速率大约是 12kbps，同时原始数据的误码率 $< 0.2\%$ 。且最大的位置更新率大约为 50Hz。

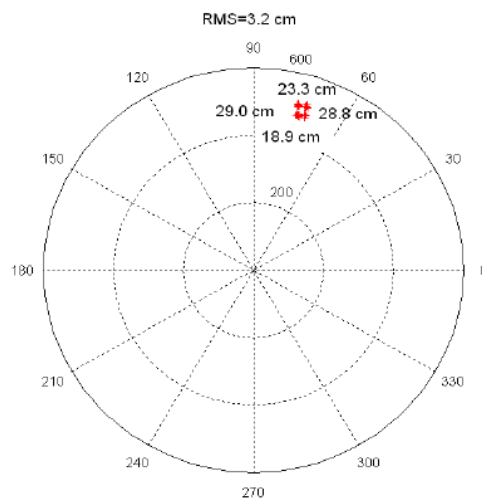


图 6-4-4 仿真实验结果

图6-4-4显示出，放置在离基站大约5m的距离的标签系统的定位结果。该标签放在边长为20cm×30cm的长方形的四个角上。实时定位结果在上图中用‘+’表示。可以看出，实时测量的边缘的长度分别为18.9cm, 28.8cm, 23.3cm和29.0cm。

则定位误差的平均值为3.2cm。

在本章中建立了一个高精度的单基站定位模型。实验结果表明，测距的精度可以达到2cm，角度的误差为1度。同时，建立了一个低速率通信方程，速率可以达到12kbps。

7 总结与展望

7.1 论文总结

随着因特网、多媒体和无线通信技术的发展,现代通信技术对高效率、高质量无线多媒体业务的需求越来越迫切,电子设备和因特网之间的短距离高速无线通信已成为未来重要通信技术的重要发展趋势之一。UWB 无线通信系统具有对信道不敏感、发射功率低、系统复杂度低、能提供厘米级精确定位等特点,具有独特的应用价值和广阔的市场前景,因而 UWB 定位技术也引起了全球范围的广泛关注。

本文主要研究了几种 UWB 无线定位算法:

1、深入研究了解决 TDOA 问题中最常用、最著名的 Chan 算法。Chan 算法是一个封闭的非递归算法。当噪音符合高斯分布时,它是一种计算量小、精确度高的定位算法。IEEE802.15.4a 信道下的 UWB 模型比 IEEE.15.3a 信道距离更长,同时加入了小尺度衰落模型,使研究超宽带定位技术有了切实的意义。因此本文将两者相结合,分析了该算法经过 MA 滤波器后的性能。

2、非视距 (NLOS) 传播是影响无线定位精度一个重要的原因。本文提出了一种误差最小化定位方法,使用 UWB 测距获得待测点的位置,并将所有待测点看为一组,同时估计它们的位置。当参考节点数量相同时,该算法在视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 传播下,都表现出比 Chan 算法更高的定位精度。文中还采用了有偏的卡尔曼滤波定位,对非视距情况下的传播进行了研究。

3、在 TDOA、TOA、AOA 定位算法中,目前还没有一种技术能在各种不同信道和网络环境中都表现出最优性能,但卡尔曼滤波(Kalman Filter, KF)由于其良好的跟踪性能,可以获得良好的定位效果。本文采用基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位技术进行定位估计,提高对待测点的定位精度,并在实验室环境下对该算法进行了多次实验,测量结果理想。

4、本文最主要的工作还包括提出了一种基于天线阵列的单基站高精度 UWB 定位系统,通过测量参考基站天线阵列接收到的脉冲信号幅度,结合天线波束方向图来精确计算信号的到达角度。现有的 UWB 定位系统均需要 3 个以上保持精确

时间同步的参考基站，本系统打破了这一局限，实现了利用测量定位脉冲到各种基站的时间差来计算定位标签位置的目标。该定位系统降低了系统安装、部署的难度，大大延伸了系统的工作范围，却不牺牲系统的定位精度。

7.2 下一步工作展望

由于本人工作能力和知识储备有限，只对几种定位算法进行了浅薄的研究，很多问题还有待进一步深入讨论。下面针对需要进一步改进的问题，本人提出几点不成熟的想法。

1、本文完成了Chan算法和卡尔曼滤波在IEEE 802.15.4a协议下的定位，得到了IEEE 802.15.4a信道下到达时间（TOA）估计。要做该信道下的TDOA/AOA算法，则需要进一步研究在4a信道下的传播的到达角度估计，使混合定位算法可以在该信道下进行仿真，从而比较两种定位算法的性能。

2、非视距传播仍是一个非常有研究价值的问题。虽然在过去的几年中，研究人员对此做了大量的工作，取得了丰硕成果，本文也提出两点改进算法，但寻找减小非视距误差的方法，仍然是今后工作中非常有意义的研究方向。

3、由于单基站定位的研究较为前沿且处于初步状态。在单基站定位中，只进行了简单的实验和理论推导，没有进行深入研究。在今后的研究中，有几个方面可以进一步改良：实验中设计并使用的信号发生器可进一步改进；在进行多次实验并存储了大量数据的情况下，建立可靠的理论模型，从而进行深入的理论研究。同时可与多基站定位算法相结合，比较两者的定位性能。

参考文献

- [1] 王金龙, 王呈贵, 阚春荣, 徐以涛. 无线超宽带 (UWB) 通信原理与应用. 人民邮电出版社, 2005,11
- [2] Gezici S. A survey on wireless position estimation[J]. Springer Wireless Personal Communications, 2008, 44(3):263~282
- [3] M. Z. Win and R. A. Scholtz. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. IEEE Trans. Commun., Apr. 2000, 48: 679~691
- [4] 范平志、邓平、刘林. 蜂窝网无线定位. 电子工业出版社, 2002. 12
- [5] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch. The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations, IEEE J. Select. Areas Commun., 2002,20: 1247~1257
- [6] Zhao Y., Standardization of mobile phone positioning for 3G systems, IEEE Communications Magazine, July 2002, 40(7): 108~116
- [7] Wang S. S., Green M., Malkawi M.. Mobile positioning technologies and location services. IEEE Radio and Wireless Conference, 2002, 9~12
- [8] Rappaport T.S., Reed J. H., Woerner B. D.. Position location using wireless communications on highways of the future. IEEE Communications Magazine, Oct.1996, 34(10): 33~41
- [9] 张中兆、沙学军、张钦宇、吴宣丽、张乃通. 超宽带通信系统. 2010.3
- [10] J.D.Taylor.editor.Ultra-WideBand Radar Technology .CRC Press,2001
- [11] R.J. Fontana and S. Gunderson. Ultra-wideband precision asset location system. In UWBST 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, May 2002
- [12] R.J. Fontana, E. Richley, and J. Barney. Commercialization of an ultra wideband precision asset location system. In UWBST 2003 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. November 2003
- [13] Huseyin Arslan, Zhi Ning Chen, Maria-Gabriella Di Benedetto. Ultra Wideband Wireless Communication. John Wiley & Sons, 2006
- [14] FCC 02-48, FIRST REPORT AND ORDER. Adopted: 2002, February 14, Released: 2002
- [15] C. Chong, S.Yong. UWB Direct Chaotic Communication Technology for Lowrate WPAN Applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008,57(3):1527~1536.
- [16] 葛利嘉, 曾凡鑫等. 超宽带无线通信. 国防工业出版社, 2005.8
- [17] R. Scholtz, R. Weaver, E. Homier, et al. UWB Radio Deployment Challenges[C]/The 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. London,, UK, 2000,1: 620~625
- [18] L. Yang, G. Giannakis. Ultra-wideband Communications: An Idea Whose Time Has Come[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2004, 21(6): 26~54
- [19] A. Tewfik, E. Saberinia. High Bit Rate Ultra-wideband OFDM[C] //IEEE Global Telecommunications Conference. Taipei, 2002, 3: 2260~2264
- [20] Assessment of Ultra-Wideband(UWB) Technology. OSD/DARPA, Ultra-Wide-band Radar Review Panel, R-6280, 1990
- [21] F.C.Commission. Rule Part 15[M].2002

- [22]王石记. 脉冲超宽带信号能量收集及捕获研究[D]: [哈尔滨工业大学博士论文]. 2006:1~17
- [23]S. Gezici, Z. Tian, G. Giannakis, et al. Localization via Ultra-wideband Radios: A Look at Positioning Aspects for Future Sensor Networks[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2005, 22(4):70~84
- [24]I. Oppermann, L. Stoica. A. Rabbachin, et al. UWB Wireless Sensor Networks; UWEN- a Practical Example[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(12): S27- S32.
- [25]R. Cardinali. L. D. Nardis, P. Lombardo, et. Lower Bounds for Ranging Accuracy with Multi Band OFDM and Direct Sequence UWB Signals[C]//IEEE International Conference on Ultra-Wideband. Zurich, Switzerland, 2005: 302~307
- [26]J. Lee, R. Scholtz. Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(9):1677~1683
- [27]R. Zetik, J. Sachs, R. Thoma. UWB Localization - Active and Passive Approach [ultra Wideband Radar][C]//Proceedings of the 21th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Como, Italy, 2004, 2:1005~1009
- [28]L. Xu, E. Bond, B.V. Veen, et al.. An Overview of Ultra-wideband Microwave Imaging via Space-time Beamforming for Early-stage Breast-cancer Detection[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2005, 47(1): 19~34
- [29]T.S. Rappaport, J.H. Reed, and B. D. Woerner, Position Location using Wireless communication on highways of future, IEEE Communications Magazine, October 1996, 34:33~41
- [30]J. Reed, K. Krizman, B. Woerner, and T.S. Rappaport, An overview of the challenges and progress in meeting the E-911 requirement for location service, IEEE Communication Magazine, April 1998, 36:30~37
- [31]J. Caffery and G. Stuber. Overview of Radio Location in CDMA cellular Systems. IEEE Communication Magazine, April 1998, 36:30~37
- [32]J. Caffery. Wireless Location in CDMA cellular Systems, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1999
- [33]Capkun, S, M. Hamdi, and J. P. Hubaux. GPS-free Positioning in Mobile Ad-Hoc networks. Hawaii International Conference On System Sciences (January 2001) ,3481~3490
- [34]J. Caffery, Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems, Kluwer Academic Publishers, 2001
- [35]邓平. 蜂窝网络移动台定位技术研究. 西南交通大学博士学术论文, 2002.5
- [36]P. Deng, P.Z. Fan. An AOA Assisted TOA Positioning SYSTEM. 2000 Int. Conf. on Communication Technology (ICCT'2000), Beijing, China, Aug. 21-25, 2000, 2:1501~1504
- [37]J. Caffery and G. Stuber, Overview of Radio Location in CDMA cellular Systems, IEEE Communication Magazine, April 1998, 36:30~37
- [38]P. Deng, P.Z. Fan, An Efficient Position-Based Dynamic Location Algorithm, 2000 Int. Workshop on Autonomous Decentralized System, Chengdu, PRC, Sept. 21-23, 2000, 36~39
- [39]邓平, 李莉, 范平志. 一种TDOA/AOA 混合定位算法及其性能分析. 电波科学学报, 2002.
- [40]P.C. Chen and D. Goodman. Location Estimation in CDMA Systems: Enhanced Measurement on Pilot Channels, WINLAB TR-170, September 1998
- [41]T.S. Rappaport, et.al., Positioning Location Using Wireless Communications on Highways

of the Future, IEEE Communication Magazine, Vol.34, No.10, 1996

[42] Reed and T. Rappaport, An Overview of the Challenges and Progress in meeting the E-911 Requirement for Location Service, IEEE Communication Magazine, Vol.36, No.4, 1998

[43] Capkun, S, M. Hamdi, and J. P. Hubaux. GPS-free Positioning in Mobile Ad-Hoc networks, Hawaii International Conference On System Sciences (January 2001), 3481~3490

[44] Denis, B., J. Keignart, and N. Daniele. Impact of NLOS Propagation upon Ranging Precision in UWB System. IEEE Conference on UWB Systems and Technologies (November 2003), 379~383

[45] D.J. Torrieri. Statistical Theory of Passive Location System, IEEE Trans on Aerospace and Electronic System, Vol. AES-20, No 2, March 1984

[46] Y T Chan and K C Ho. A simple and efficient estimation for Hyperbolic Location [J]. IEEE Trans Signal Processing. 1994, 42 (8) : 1905 ~ 1915

[47] J. Caffery and G. Stuber, Parameter estimation and tracking in CDMA systems, First Wireless Personal Multimedia Conference 1998

[48] Gordon L. Stuber and James J. Caffery, Jr. CDMA Radiolocation: Motivation, Performance and Major Impairments. WPMC'98 Invited Paper

[49] S. Gezici, Zhi Tian, G.B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H.V. Poor and Z. Sainoglu. Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks, IEEE Signal Processing Magazine, July 2005, 22 (4): 70 ~ 84

[50] B. Alavi and K. Pahlavan. Modeling of the distance error for indoor geolocation, IEEE Wireless Communications and Networking, 16-20 March 2003, 1: 668 ~ 672

[51] B. Alavi and K. Pahlavan. Modeling of the TOA-based distance measurement error using UWB indoor radio measurements. IEEE Communications Letters, Apr 2006, 10 (4): 275 ~ 277

[52] 章坚武; 唐兵; 秦峰. Chan定位算法在三维空间定位中的应用, 计算机仿真. 2009, 5

[53] Y T Chan and K C Ho. A simple and efficient estimation for Hyperbolic Location [J]. IEEE Trans Signal Processing. 1994, 42 (8) : 1905 ~ 1915

[54] S. Gezici, Zhi Tian, G.B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H.V. Poor and Z. Sainoglu, Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks. IEEE Signal Processing Magazine, July 2005, 22 (4): 70~84

[55] B. Alavi and K. Pahlavan. Modeling of the distance error for indoor geolocation. IEEE Wireless Communications and Networking, 16-20 March 2003, 1: 668 ~ 672

[56] B. Alavi and K. Pahlavan. Modeling of the TOA-based distance measurement error using UWB indoor radio measurements. IEEE Communications Letters, Apr 2006, 10 (4): 275 ~ 277

[57] Ranging Subcommittee Final Report, www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0581-07-004a-ranging-subcommittee-final-report.doc

[58] Z. N. Low, J. H. Cheong and C. L. Law. Novel low cost higher derivative Gaussian pulse generator circuit. Proc-ICCS2004, Singapore, 2004, 30~34

[59] James J. Caffery, J R. Wireless location in CDMA cellular radio systems [J]. Kluwer Academic Publishers. 2002

[60] CHAN Y T. A simple and efficient estimator for hyperbolic location [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(8): 1905 ~ 1915

[61] 西蒙.赫金著, 郑宝玉等译. 现代无线通信. 电子工业出版社, 78~134

[62] J.-P. Rossi. Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters. IEEE Trans. on Vehicular Technology, July 1999, VT-48: 1304~1316

- [63] G. Kadel and R. Lorenz. Impact of the radio channel on the performance of digital mobile communication systems. in Sixth IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'95, 1995,419~423
- [64] J.-P. Rossi. Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters. IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-48, pp. 1304~1316, July 1999.
- [65] R. Qiu and I.-T. Lu. Wideband wireless multipath channel modeling with path frequency dependence. in IEEE International Conference on Communications (ICC'96), 1996
- [66] R. C. Qiu and I. Lu. Multipath resolving with frequency dependence for broadband wireless channel modeling. IEEE Trans.Veh. Tech., 1999
- [67] U.C.A.N.. Report on UWB basic transmission loss. Tech. Rep. IST-2001-32710, IST-2001-32710, Mar. 2003
- [68] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C.W. Rice, W. Turin, and V. Tarokh. A statistical path loss model for in-home UWB channels. in IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies Digest of Technical Papers, 2002,59~64
- [69] S. S. Ghassemzadeh and V. Tarokh. The ultra-wideband indoor path loss model. Tech. Rep. P802.15 02/277r1SG3a, AT&T Labs, Florham Park, NJ, USA, June 2002. IEEE P802.15 SG3a contribution
- [70] S. Ghassemzadeh, L. Greenstein, T. Sveinsson, A. Kavcic, and V. Tarokh. Uwb indoor path loss model for residential and commercial environments. in IEEE VTC 2003- Fall, 2003
- [71] S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin, and V. Tarokh. Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel. IEEE Transaction on Commun., 2004, 1786~1796
- [72] J. O. Nielsen, G. F. Pedersen, K. O. K., and I. Z. K. I.Z. . Statistics of measured body loss for mobile phones
- [73] A. Saleh and R. A. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. IEEE J. Selected Areas Comm., Feb. 1987,5:138~137
- [74] M. Steinbauer and A. F. Molisch. Directional Channel Modelling. Wiley, 2001
- [75] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch. Statistical analysis of the uwb channel in an industrial environment. in Proc. VTC fall 2004, 2004
- [76] N. Patwari, A. O. Hero, M. Perkins, N.S. Correal, and R.J.O'Dea. Relative location estimation in wireless sensor networks. IEEE Transactions on Signal Processing, Aug. 2003,51(8): 2137 ~2148
- [77] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky and W.T. Vetterling. Numerical recipes in C: the art of scientific computing. Cambridge University Press
- [78] Steven M. Kay, Fundamentals of statistical signal processing: Estimation Theory, Prentice Hall, Englewood Cliff, New Jersey, USA
- [79] J. Oppermann, M. Hamalainen, and N. Linatti, UWB: Theory and Applications, Wiley, 2004
- [80] C.-D. Wann, Y.-J. Yeh, and C.-S. Hsueh. Hybrid TDOA/AOA indoor positioning and tracking using extended Kalman filters. Proc. IEEE Vehic. Tech. Conf., 2006,1058~1062
- [81] M. P. Wylie, and J. Holtzman. The non-line of sight problem in mobile location estimation. IEEE Int. Conf. on Universal Personal Commun., Sept. 1996, 827~831
- [82] N. J. Thomas, D. G. M. Cruickshank and D. I. Laurenson. A robust location estimator

architecture with biased Kalman filtering of TOA data for wireless systems. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Tech. & Applications, Sept. 2000, 296~300

[83]B. L. Le, K. Ahmed, and H. Tsuji. Mobile location estimator with NLOS mitigation using Kalman filtering. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf., Mar. 2003, 16~20

[84]M. Najar and J. Vidal. Kalman tracking for mobile location in NLOS situations. Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication (PIMIRC), Sept. 2003, 2203~2207

[85]M. S. Grewal and A. P. Andrews, Kalman Filtering: Theory and Practice (2nd Ed.) , Wiley, 2001

[86]S. M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, vol. 1, Prentice Hall, 1993

[87]A. F. Molisch, et al.. Channel models for ultrawideband personal area networks. IEEE Wireless Communications, Dec. 2003, 10: 14-21

[88]A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C.-C. Chong, et al. IEEE 802.15.4a Channel Model-Final Report[Z/OL]. IEEE Wireless World Document, 15-04-0662-00-004a

[89]J.R. Foerster. Ultra-Wideband Technology for Short- or Medium-Range Wireless Communications. Intel Tech. J., Q2, 2001

[90]Sivanand Krishnan, etc. A UWB Based Location System for Indoor Robot Navigation. ICUWB 2007, Sept., 2007, Singapore

[91]Robert J. Fontana. Ultra Wideband Precision Geolocation System. U. S. Patent No. ,054,950, Apr., 2000

[92]Thomas E. McEwan. Time-of-Flight Radio Location. U. S. Patent No.5,510,800, Apr., 1996

[93]Jack T. Matheney, Linda M. Lee and Donald D. Mondul. Apparatus and Method for Locating Objects in a Three-Dimensional Space. U. S. Patent No. 6,483,461, Nov. 2002

[94]Time Domain Corporation, Application Note. Angle-of Arriving (AOA) Sample Application. 27. March, 2003

[95]葛利嘉, 曾凡鑫, 刘郁林, 岳光荣. 超宽带无线通信. 国防工业出版社, 2005

[96]T. Buchegger, G. Ossberger, A. Reisen Zahn, A. Stelzer, and A. Springer. Pulse delay techniques for PPM impulse radio transmitters. Proc. IEEE Int. Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003, 37~41

[97]A. Ruengwaree, A. Ghose, J. Weide, and G. Kmpa. Ultra-fast Pulse Transmitter for UWB Microwave Radar. Proc. European Radar Conf., 2006, 354~357

[98]A. M. Zou, H. B. Wang, Y. Z. Wang, and D. F. Cheng. Nanosecond pulser based on serial connection of avalanche transistors. Proc. Int. Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automaton, 2010, 752~755

[99]A. A. H. Ameri, G. Kompa, and A. Bangert, 650w pulse generator for ultra-wideband (UWB) radar application. Proc. German Microwave Conf., Mar. 2011, 1~4

[100]Warren L.Stuzman, Gary A.Thiele. 天线理论与设计. 人民邮电出版社, 2006

[101]IEEE Test Procedures for Antennas, IEEE Standard 149-1979, Piscataway, NJ,1979,p.19

[102]T.Uno and S. Adachi. Range Distance Requiements for Large Antenna Measurements. IEEE Trans, Ant & Prop. June 1989,37:707-720

[103]Thomas E. McEwan. Time-of-Flight Radio Location. U. S. Patent No. 5,510,800, Apr.,

1996

[104]Robert J. Fontana. Ultra Wideband Precision Geolocation System. U. S. Patent No. 6,054,950, Apr., 2000 Sivanand Krishnan, etc. A UWB Based Location System for Indoor Robot Navigation. ICUWB 2007, Sept., 2007, Singapore

[105]Jack T. Matheney, Linda M. Lee and Donald D. Mondul. Apparatus and Method for Locating Objects in a Three-Dimensional Space. U. S. Patent No. 6,483,461, Nov. 2002

[106]Edward A Richley etc.. Object Location System and Method. U. S. Patent Appl. US2004/0108954 Jun., 2004

[107]Time Domain Corporation, Application Note. Angle-of Arriving (AOA) Sample Application. 27. March, 2003

[108]Adrian Eng-Choon Tan etc. Angle Accuracy of Antenna Noise Corrupted Ultra-Wideband Monopulse Receiver. ICUWB 2007, Sept., 2007, Singapore

[109]Xiaobing Sun etc. Positioning Methods & Systems for UWB. Singapore Patent Application No. 200504866-5

[110]Xiaobing Sun etc. Location-Aware Robot, and System for controlling such a Robot. Singapore Patent Application No. 20070359-5

致 谢

岁月如梭，光阴似箭，不知不觉我将结束三年的博士学习生涯。在论文完成之际，不禁感慨颇多，需要感谢的也太多太多。

首先感谢敬爱的导师张浩教授。张老师同时是我硕士和博士时期的导师，在五年的学习过程中，老师给予了我悉心的指导和谆谆的教诲，使我在专业知识和科研方法上受到严格的训练。张老师渊博的学识、敏锐的思维、精益求精的作风、虚怀若谷的风范、极高的文学素养以及他对科研事业孜孜不倦的追求、对前沿科技的准确把握和不断开拓的精神都令我折服。

感谢我的博士崔学荣师兄对我的关心、爱护和帮助；感谢我的博士同学及远在他乡依然给予我莫大帮助的好友，你们的科研能力和刻苦精神激励着我努力学习，以至于每次小聚大家都必谈论如何发表高水平的科研论文；感谢我的室友博士，回忆起共同生活的三年，仿佛一切近在眼前，我们朝夕相处的日子是我人生中不能忘记的一段美好时光。

感谢吕婷婷、王啸等在学习上和生活上对我的帮助，与你们一起讨论问题使我受益良多，与你们一起感悟生活可以净化心灵。

感谢实验室所有可爱的师弟师妹们，你们勤奋好学精神始终鞭策我不断进步，因为只有这样才能对得起师姐这个称呼。尤其感谢张姍妹、林月玲、耿大威等为我分忧解难。

感谢我的父母，你们的叮嘱和关爱一直都是我努力学习的动力。

感谢我亲爱的老公，同时我也衷心地对声对不起，感谢你一直以来对我学习和生活的默默支持，是你承受了太大的压力。因为我的缘故使得我们聚少离多。感谢你对我的默默支持和宽容忍耐，毕业之后，我定会竭尽全力弥补我对你的亏欠，承担本应该属于我的家庭责任。

个人简历

1984 年 5 月 24 日出生于山东省潍坊市诸城市。

2003 年 9 月考入海军航空工程学院计算机科学与技术专业, 2007 年 7 月本科毕业并获得工学学士学位。

2007 年 9 月考入中国海洋大学信息科学与工程学院信号与信息处理专业攻读硕士研究生学位。

2009 年 9 月考入中国海洋大学信息科学与工程学院计算机应用技术专业攻读博士学位至今。

发表的学术论文

- [1] An Improved Mono-station UWB TOA/AOA Positioning Method, Advanced Materials Research (ISSN: 1022-6680), 2012 (EI 收录)
- [2] 3-D TDOA/AOA Location Based On Extended Kalman Filter, 9th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE2010), 2010 (EI 收录)
- [3] The Research of Parameters 3-D Location Based on Extended Kalman Filter, 2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, pp.424-426, November 1-3, 2011 Beijing, China.
- [4] 基于三维扩展卡尔曼滤波的算法研究,《计算机应用技术》(ISSN 1003-3254), 2012
- [5] 一种改进的高精度单基站 TOA/AOA 定位算法,《高技术通讯》(在审)

参与的科研项目

- [1] 国家 863 计划 (2007AA01Z317) 超宽频带无线精确定位系统的开发与设计
- [2] 军口 863 计划 (20087010216)
- [3] 国家自然科学基金 (60902005) 一种基于天线阵列的单基站超宽带无线精确定位方法
- [4] 青岛市科技发展计划 (06-2-3-19-高校) 基于超宽带无线通信技术的 RFID 系统的开发与设计